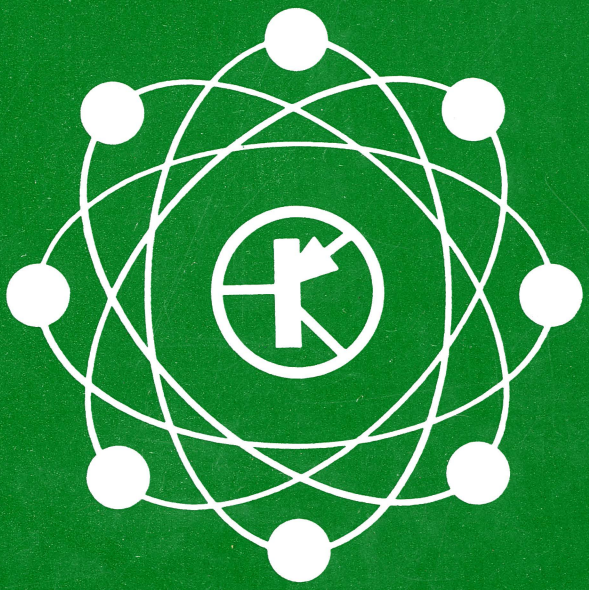
COURS MODERNE DE RADIOELECTRONIQUE

R.A. RAFFIN F3 AV



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

OUVRAGES DU MEME AUTEUR :
(E.T.S.F.)

- **L'EMISSION ET LA RECEPTION D'AMATEUR (11e édition).**

- **DEPANNAGE - MISE AU POINT - AMELIORATION DES TELEVISEURS « Noir et Blanc » et « Couleurs » (9e édition).**

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal ».

© 1985 – E.T.S.F.

ISBN 2-85535-143-X

Roger A. RAFFIN
(F3 AV)
Ingénieur en télécommunication

•

COURS MODERNE DE RADIOÉLECTRONIQUE

(2e édition revue et augmentée)

Diffusion :
EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19

Table des matières

Introduction 11

CHAPITRE I. – Quelques principes fondamentaux d'électricité 13

§ 1. – Qu'est-ce que l'électricité ? 13
§ 2. – Les grandeurs électriques usuelles 15
– La loi d'Ohm 17

CHAPITRE II. – Résistances, potentiomètres 21

§ 1. – Classification des résistances 21
§ 2. – Les potentiomètres 24
§ 3. – Groupement des résistances 26
– Pont de Wheatstone 29
– Lois de Kirchhoff 30
– Théorème de Thévenin 32
– Application des lois de Kirchhoff au shuntage des appareils de mesure 32
§ 4. – Puissance et intensité dans une résistance 33
§ 5. – Formules-clés 35
§ 6. – Codes des couleurs 35

CHAPITRE III. – Accumulateurs et piles 39

§ 1. – Les accumulateurs 39
§ 2. – Les piles 41
§ 3. – Groupement des sources 43

CHAPITRE IV. – Magnétisme et électromagnétisme 45

§ 1. – Le magnétisme 45
§ 2. – L'électromagnétisme 49
– Note sur le gauss 52
– Hystérésis - Magnétisme rémanent - Champ coercitif 53
§ 3. – Courant induit 55
– Courant de Foucault 58
§ 4. – Self-induction 58
§ 5. – Quelques applications de l'électromagnétisme 60
– Appareils de mesure à cadre mobile 60
– Appareils de mesure à fer doux 61
– Mesure des courants 62
– Mesure des tensions 63

CHAPITRE V. – Le courant alternatif 65
§ 1. – Production du courant alternatif 65
§ 2. – Mesures en courant alternatif 66
§ 3. – Propriétés des circuits soumis au courant alternatif 68
– Cas des courants non sinusoïdaux 70
§ 4. – Induction mutuelle et coefficient de self-induction 72
§ 5. – Transformateurs 75
§ 6. – Pertes en courant alternatif 76

CHAPITRE VI. – Les condensateurs 79
§ 1. – Propriétés des condensateurs 79
§ 2. – Groupement des condensateurs 82
§ 3. – Différents types de condensateurs 83
§ 4. – Condensateurs soumis au courant alternatif 85
§ 5. – Formules relatives aux circuits soumis au courant alternatif. 86

CHAPITRE VII. – Transformation du son en courant électrique Transformation du courant électrique en ondes sonores 89
§ 1. – Les ondes sonores 89
§ 2. – Transformation du son en courant électrique 90
– Les microphones 90
§ 3. – Transformation des tensions alternatives en ondes sonores .. 94
– Les écouteurs et casques 95
– Les haut-parleurs 95
– Les enceintes acoustiques 97

CHAPITRE VIII. – Emission et réception 101
§ 1. – Processus de l'émission 101
§ 2. – Processus de la réception 106
§ 3. – Les circuits accordés 107
– Circuit série 107
– Circuit parallèle 111
– Procédés de couplage 120
– Filtre de bande (ou « tesla ») 121

CHAPITRE IX. – La détection (modulation en amplitude) 123
§ 1. – Principe élémentaire de la détection 123
§ 2. – Détecteurs utilisés en radio 125
§ 3. – La détection AM 126

CHAPITRE X. – Bases succinctes du tube de radio 135
§ 1. – Généralités 135
§ 2. – Fonctionnement du tube triode 136
§ 3. – Caractéristiques des tubes 138
– La résistance interne 140

– La pente 141
– Le coefficient d'amplification 143
– Relations de Barkhausen 144

CHAPITRE XI. – Le redressement du courant alternatif 147

§ 1. – Montages redresseurs fondamentaux 147
§ 2. – Diodes de puissance au silicium 150
– Diodes à avalanche contrôlée 151
§ 3. – Tension de crête inverse 152
§ 4. – Résistance de protection - Condensateur d'entrée 153
§ 5. – Redresseurs multiplicateurs de tension 154
§ 6. – Le filtrage 159
§ 7. – Généralisation : Etude des filtres électriques 163
– Filtres passe-bas 163
– Filtres passe-haut 163
– Filtres passe-bande 164
– Filtres éliminateurs de bande 164
– Filtres en double T 166
§ 8. – Instruments de mesure pour le courant alternatif 167

CHAPITRE XII. – Les semiconducteurs - Les transistors 169

§ 1. – Principe des transistors 169
§ 2. – Théorie des semiconducteurs 178
– Effet de contact « métal-métal » et « métal-semiconducteur » 179
– Jonction p - n 181
– Effet zener et diodes zener 182
– Effet Hall 184
– Effet photoélectrique 186
– Caractéristiques des diodes 187
– Divers types de diodes 187
– Diodes tunnels 187
– Diodes backward 189
– Diodes varicap 190
– Diodes PIN 190
– Diodes électroluminescentes (LED) 191
– Cristaux liquides (LCD) 191
– Les transistors bipolaires 192
– Principaux symboles utilisés avec les transistors 192
– Un peu de technique théorique 194
– Caractéristiques des transistors 198
– Mesure des caractéristiques principales d'un transistor 204
§ 3. – Les transistors à effet de champ 205
– Montages fondamentaux 213
§ 4. – Les thyristors 214
– Autres composants de la même famille (binistor, triac, diac) 216
§ 5. – Les transistors unijonctions 217
§ 6. – Les circuits intégrés et la microélectronique 221

– Etude des circuits intégrés linéaires dits « amplificateurs opérationnels » 227

CHAPITRE XIII. – La fonction amplificatrice 239

§ 1. – Etude générale 239
§ 2. – Les classes d'amplification 241
§ 3. – Méthode de calcul des amplificateurs BF 244
§ 4. – Les décibels 253
§ 5. – Les filtres actifs 261
– Filtres actifs passe-haut 262
– Filtres actifs passe-bas 263
– Filtres actifs passe-bande 264
§ 6. – L'amplification BF de puissance 264
– La reproduction des disques 271
– Les magnétophones 273
§ 7. – L'adaptation des impédances 274
– Sources et charges 274
– L'impédance de charge des transistors BF 277
§ 8. – L'amplification HF 280
– Calcul des amplificateurs HF (ou MF) 281
§ 9. – Bande passante d'un amplificateur 284
– Les lignes de transmission 291
§ 10. – Transmodulation et intermodulation dans les étages HF ... 293
§ 11. – Le bruit de fond 300
§ 12. – Compléments utiles 310
1) Amplificateurs différentiels 310
2) Amplification HF et neutrodynage 311
3) Réaction et contre-réaction 316
4) Effet Miller et impédance d'entrée 323
5) Impédance de sortie 327
6) Le montage Darlington 328
7) Circuits différentiateur et intégrateur 331

CHAPITRE XIV. – La fonction oscillatrice 335

§ 1. – Fonctionnement d'un oscillateur 335
§ 2. – Stabilisation des oscillations par un quartz 337
§ 3. – Montages oscillateurs à semiconducteurs 339
– Oscillateur à diode « tunnel » 341
– Relaxateur à UJT 342
– Relaxateur multivibrateur astable 344
§ 4. – Autres circuits 349
– Bascule bistable Eccles-Jordan 349
– Bascule trigger de Schmitt 353
– Univibrateur monostable 359
§ 5. – Oscillateur à RC 362
– Oscillateur à déphasage RC 363
– Oscillateur à pont de Wien 365

– Oscillateur à réseau en double T 369
§ 6. – VCO et PLL 370

CHAPITRE XV. – Les récepteurs à changement de fréquence 375
§ 1. – Principe du changement de fréquence 375
§ 2. – Montages d'étages changeurs de fréquence 379
– L'accord par diodes varicap 382
§ 3. – L'amplificateur FI (ou MF) 383
– Utilisation des résonateurs céramiques dans les étages MF. 386
– Les indicateurs d'accord 389

CHAPITRE XVI. – Les collecteurs d'ondes 393
§ 1. – Le circuit « antenne-terre » 393
§ 2. – Les cadres ferrites 396

CHAPITRE XVII. – Les alimentations en électronique 399
§ 1. – Les alimentations ordinaires 399
§ 2. – Les alimentations stabilisées 400
§ 3. – Les alimentations à découpage 402

CHAPITRE XVIII. – La modulation de fréquence 405
§ 1. – Généralités 405
§ 2. – Réception des ondes modulées en fréquence 411
§ 3. – Les émissions FM en stéréophonie et leur réception 418
– Le système de transmission stéréophonique « multiplex » 419
– Principe de la réception et du décodage 422

CHAPITRE XIX. – Les circuits intégrés logiques 425
§ 1. – Généralités 425
§ 2. – Les circuits intégrés digitaux 428
§ 3. – Générateur d'horloge 432
§ 4. – Les bascules 433
– Bascule RS 433
– Bascule D 433
– Bascule maître-esclave 434
– Bascule JK 435
§ 5. – Les microprocesseurs et l'informatique 436

Annexe : Identification et repérage des électrodes d'un transistor inconnu 439

Conclusion 441

Bibliographie 443

Introduction

Par cet ouvrage, nous nous proposons d'initier nos lecteurs, non seulement à la *radiotechnique,* mais aussi à l'*électronique* en général. Le titre n'est pas usurpé ; c'est bien un cours que nous avons voulu rédiger, mais un cours simple, élémentaire, accessible à tous les débutants... et même à ceux qui entrent aujourd'hui pour la première fois en contact avec la radio.

Certaines règles théoriques, certaines lois, seront étudiées d'une manière assez approfondie ; ceci est absolument obligatoire pour la compréhension de quelques circuits de base élémentaires. Mais dans tous les cas, ces principes théoriques seront exposés avec beaucoup de soins, d'explications et d'exemples, afin de les rendre parfaitement compréhensibles à tous.

Nous n'aimons pas beaucoup publier des exposés à grand renfort de mathématiques excessives, ces dernières ne contribuant *parfois* qu'à embrouiller les idées claires que tout lecteur devrait avoir sur le sujet si l'on faisait simplement appel à ses connaissances générales.

C'est dans cet esprit que nous avons conçu cet ouvrage, et c'est la raison pour laquelle il est de niveau « élémentaire ». Cependant, il faut reconnaître qu'il est intéressant d'étayer certains sujets par quelques raisonnements mathématiques : dans de tels cas, nous *reprenons* alors le sujet et nous le développons davantage à l'intention des lecteurs intéressés par un niveau un peu supérieur.

En conséquence, si tel passage mathématique n'a pas très bien été assimilé, la conception de ce cours est telle que cela n'entravera pas la compréhension des sujets suivants.

Il serait vain de vouloir comprendre l'électronique si l'on ignore absolument tout de l'électricité. C'est la raison pour laquelle le présent ouvrage débute par quelques chapitres élémentaires rappelant les notions fondamentales d'électricité.

Au début de l'électronique (qui ne portait pas alors ce nom, mais s'appelait la radio-électricité), les seuls éléments actifs utilisés étaient les lampes que l'on nomme maintenant tubes. Ces éléments sont dans la quasi totalité des cas remplacés par des semiconducteurs : transistors, circuits intégrés, etc., et, en

conséquence, notre cours sera axé autour de ces composants. Toutefois, il est bon qu'un technicien ait quelques notions des tubes (dans quelques très rares cas irremplaçables). C'est pourquoi nous en dirons deux mots.

« Radiotechnique et électronique » : les sujets sont riches ! Nous pensons cependant avoir eu raison de chercher à condenser, en un seul volume, le maximum de renseignements et de précisions, non seulement sur tous les circuits fondamentaux, mais aussi sur les circuits les plus modernes aux applications les plus récentes. Condenser tout cela dans un ensemble néanmoins complet et cohérent n'a pas toujours été œuvre facile. Nous nous y sommes attachés au service de cette science qui est sans doute l'une des plus passionnantes de notre siècle, cette science qui a su se tailler déjà une si large audience.

Les schémas publiés dans le présent ouvrage sont donnés sans garantie en ce qui concerne leur éventuelle protection par des brevets.

CHAPITRE PREMIER

QUELQUES PRINCIPES FONDAMENTAUX D'ELECTRICITE

§ 1. – Qu'est-ce que l'électricité ?

Oui, tout d'abord, il est sage de définir ce qu'est l'électricité. Et pour cela, nous sommes obligés de dire quelques mots sur la constitution générale de la matière.

Examinons donc ensemble les divers constituants de la matière, en commençant par les plus gros, si l'on peut dire, car les plus gros constituants sont extrêmement petits comme nous allons le voir.

a) Nous avons, tout d'abord, la *molécule,* qui est le plus petit élément concevable d'un corps (simple ou composé). La dimension d'une molécule est très variable selon la matière : les plus grosses sont à l'extrême limite de la visibilité ; les plus petites ont un diamètre de l'ordre du dix-millionième de millimètre !

Les phénomènes mécaniques et thermiques résultent de l'action des molécules.

b) Chaque molécule est constituée, à son tour, par le groupement de plusieurs éléments complexes appelés *atomes.*

Un atome ressemble approximativement, mais à l'échelle infiniment petite, à un système planétaire : éléments qui gravitent autour d'un autre.

Les réactions chimiques et les phénomènes lumineux (visibles ou invisibles tels que ultra-violet, infra-rouge, etc.) résultent de l'action propre de ce « système planétaire » ultra-microscopique. Un atome à l'état stable est électriquement neutre.

c) Nous pouvons maintenant considérer les *électrons.* Ce sont les éléments qui gravitent autour de l'autre, appelé *noyau atomique.* Ce dernier est chargé d'électricité positive ; les électrons constituent la charge élémentaire d'électricité négative. A l'état stable, nous avons dit qu'un atome est électriquement neutre parce que les charges positives du noyau sont égales aux charges négatives des électrons.

Certains électrons n'appartiennent à aucun atome ; ce sont les *électrons libres.*

Les électrons appartenant au noyau atomique sont à la base des phénomènes *magnétiques,* lorsqu'on provoque leur déplacement. Dans les mêmes conditions, ce sont les électrons libres qui sont à la base des phénomènes *électromagnétiques.* Nous y reviendrons dans un instant.

d) Pour être complet, nous devons aussi préciser qu'il existe également des électrons positifs appelés *positons,* des électrons « lourds » ou *mésons,* qu'un noyau atomique comprend à son tour des éléments « lourds » à charge positive ou *protons,* des éléments « lourds » neutres ou *neutrons* et des éléments « légers » neutres ou *neutrinos.*

Citons, enfin, ce que l'on peut appeler « grains de lumière » ou photons constituant la plus petite partie élémentaire d'un rayonnement électromagnétique : radiations X et γ, lumière, ondes de radio.

●

Revenons à notre alinéa c, et considérons un fil de cuivre. Ce fil de cuivre est constitué par une multitude d'atomes comprenant, comme nous l'avons dit, noyau atomique, électrons et électrons libres..., ces derniers pouvant se véhiculer d'un atome à l'autre, sans toutefois « sortir » de la matière. Mais si nous relions ce fil de cuivre à une pile électrique, les électrons libres vont se diriger vers le pôle positif de cette pile. Ce mouvement d'électrons sera d'autant plus important que le potentiel du pôle positif de la pile sera grand, c'est-à-dire que la force électromotrice de la pile sera élevée. Nous reviendrons sur ces définitions ultérieurement.

C'est ce déplacement d'électrons libres qui constitue le courant électronique et que l'on appelle plus simplement : le courant électrique.

Dans une matière bonne conductrice de l'électricité, il y a un grand nombre d'électrons libres. Par contre, dans une matière isolante, il n'y a pas, ou presque pas, d'électrons libres.

Il est possible de mettre ce mouvement d'électrons en évidence, c'est-à-dire de vérifier la présence du courant électrique. Il suffit d'intercaler, dans le circuit constitué par la pile et le fil de cuivre, un galvanomètre G quelconque (appareil servant à déceler le passage du courant) ; voir figure I-1.

Et ici, nous nous devons d'apporter un éclaircissement important. Nous avons dit que le mouvement des électrons libres du fil allait vers le pôle positif (+) de la pile, en vertu de la loi de la nature qui veut que des charges de polarités opposées s'attirent mutuellement ; ce mouvement correspond donc au *sens réel* du courant électrique : partie A de la figure I-1.

Hélas, avant que la physique moderne n'ait fait ses preuves et ait démontré ce sens réel du courant électrique, arbitrairement, pour faciliter certaines explications, on avait fixé un *sens conventionnel* du courant électrique.

Certes, on n'avait qu'une chance sur deux pour se tromper..., mais, malheureusement, on s'est trompé ! On continue donc à indiquer le sens conventionnel du courant comme allant, dans le circuit, du pôle + vers le pôle – :

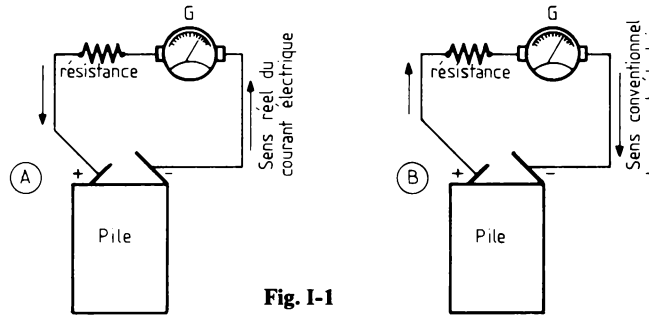


Fig. I-1

voir partie B de la figure I-1. Mais il n'en est pas moins vrai que le sens réel du courant électrique est, dans le circuit, du pôle négatif au pôle positif de la pile (fig. I-1-A). De toutes façons, rassurez-vous, ceci n'a qu'une importance toute relative.

L'auteur tient à s'excuser ici auprès des grands physiciens qui auraient pu lire cet exposé uniquement inspiré par le bon sens. Mais nous pensons fermement que la meilleure méthode didactique consiste à faire comprendre, simplement, des phénomènes relativement compliqués.

§ 2. – Les grandeurs électriques usuelles

Pour expliquer les phénomènes électriques simples, on a généralement recours aux analogies hydrauliques. Tout comme il est possible de mesurer la quantité d'eau qui passe dans un tuyau durant un temps déterminé, il est possible de mesurer la quantité d'électricité passant dans un conducteur durant un temps donné.

L'unité de quantité d'électrons en mouvement dans un conducteur ou, plus usuellement, l'unité de quantité d'électricité circulant dans un conducteur est le coulomb. Dans certains cas, cette unité est insuffisamment précise. En effet, si nous reprenons l'analogie hydraulique, 100 litres d'eau par exemple peuvent s'écouler dans un tuyau en une heure ou en une minute ; il est donc indispensable de préciser le temps.

Il en va de même en électricité où 1 coulomb peut circuler en une minute ou en une seconde, par exemple. Aussi a-t-on créé l'unité d'intensité d'électricité qui est la quantité d'électricité (en l'occurrence 1 coulomb) circulant dans un conducteur durant une seconde ; cette unité s'appelle l'ampère (symbole : A).

En électronique, l'ampère est une unité qui se montre souvent trop grande. Aussi emploie-t-on plus fréquemment les sous-multiples suivants :

- le milliampère (ou millième de l'ampère) ; symbole : mA ;
- le microampère (ou millionième de l'ampère, ou encore millième du milliampère) ; symbole : μA.

Comme nous l'avons dit précédemment, le nombre d'électrons libres dans la matière détermine la facilité avec laquelle l'électricité traverse cette matière : c'est la notion de résistance. La résistance d'un conducteur s'exprime en ohms (symbole : Ω). En radio, on utilise fréquemment les multiples suivants :

- le kilo-ohm (ou 1 000 ohms) ; symbole kΩ ;
- le mégohm (ou 1 000 000 d'ohms) ; symbole : MΩ.

En principe, tous les métaux sont conducteurs de l'électricité ; mais, il y a les bons conducteurs et les mauvais conducteurs. On a donc été amené à introduire la notion de résistance spécifique ou résistivité de la matière. C'est la résistance à une température donnée d'un conducteur de cette matière ayant 1 mètre de long et 1 mètre carré de section. Cette définition légale se substitue petit à petit à l'ancienne définition dans laquelle on considérait un conducteur d'un centimètre de long et d'un centimètre carré de section. Nous nous référerons à cette définition antérieure, celle-ci étant encore la plus répandue.

La résistance R d'un conducteur peut donc se calculer en multipliant la longueur L de ce conducteur (en centimètres) par sa résistivité ρ, et en divisant ce produit par la section S de ce conducteur (en centimètres carrés) ; ce qui s'exprime par la formule :

$$R = \frac{\rho L}{S}$$

Dans la définition de la résistivité, nous avons fait intervenir la température. Pour certaines résistances, en effet, le coefficient de température est très important. Dans la plupart des résistances, on recherche généralement à ce que la variation de valeur soit minime vis-à-vis d'une forte modification de la température de l'organe. Pour certaines résistances spéciales, on recherche, au contraire, une variation importante de la valeur avec la température ; à titre d'exemple, citons les résistances CTN dont la résistance diminue considérablement au fur et à mesure de leur échauffement (coefficient de température négatif).

Définissons maintenant la notion de tension ou différence de potentiel. En regardant de nouveau la figure I-1-A, nous rappellerons que le mouvement d'électrons sera d'autant plus important que le potentiel du pôle positif (+) de la pile sera élevé ou, en d'autres termes, que la différence de potentiel entre les deux pôles de la pile sera importante ; encore que ce mouvement d'électrons (intensité) puisse être modifié par la résistance du conducteur.

Revenons encore une fois à l'analogie hydraulique. Supposons deux vases communicants contenant de l'eau et reliés entre eux par un tuyau souple en caoutchouc. Soulevons l'un des vases ; l'eau s'écoulera du vase supérieur au vase inférieur ; cet écoulement est l'intensité qui sera d'autant plus grande que :

1° la section du tuyau sera importante (résistance plus faible) ;

2° la différence de niveau entre les vases sera grande (différence de potentiel plus grande).

La différence de potentiel (ou d.d.p.) est donc la tension existant entre les bornes d'une source de courant à circuit fermé, c'est-à-dire lorsque cette source débite. Par contre, on a coutume d'appeler force électromotrice (ou f.e.m.) cette même tension, mais à circuit ouvert, c'est-à-dire lorsque la source ne débite pas.

Les tensions E ou U (d.d.p. ou f.e.m.) s'expriment en volts (symbole : V).

Comme nous l'avons vu par notre dernière analogie hydraulique, les trois grandeurs, tension, résistance et intensité, sont intimement liées entre elles : une tension de 1 V est appliquée aux bornes d'une résistance de 1 Ω ; l'intensité circulant dans le circuit est de 1 A (fig. I-2).

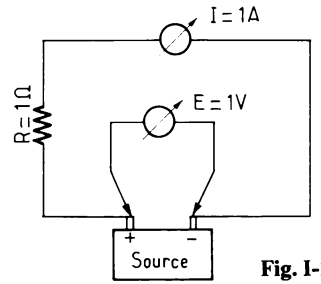


Fig. I-2

Loi d'Ohm.

Dans un conducteur de résistance R, l'intensité I du courant est proportionnelle à la tension E présente aux extrémités de ce conducteur.

La relation entre ces trois grandeurs est déterminée par la loi d'Ohm.

Lorsque l'on connaît deux de ces grandeurs, il est facile de calculer la troisième à l'aide des formules suivantes (entraînant une multiplication ou une division) :

$$E = RI \qquad I = \frac{E}{R} \qquad R = \frac{E}{I}$$

E = tension en volts.
I = intensité en ampères.
R = résistance en ohms.

Le passage d'un courant électrique dans un circuit se manifeste par des effets physiques visibles ou concrets.

C'est ainsi, par exemple, qu'une résistance s'échauffe (effet thermique), qu'un filament d'ampoule s'échauffe également et devient incandescent (effet thermique aussi).

L'électricité est donc capable de produire du travail. Cette énergie peut se mesurer ; il suffit d'évaluer le travail fourni pendant l'unité de temps, c'est-à-dire la seconde.

Le travail fourni pendant une seconde s'appelle la puissance (P) qui s'exprime en watts (symbole : W). La puissance en watts développée dans un circuit est égale au produit de la différence de potentiel E (en volts) par l'intensité I (en ampères). Cela s'écrit :

$$P = EI$$

Une autre formule permet également de calculer la puissance. Au lieu d'utiliser la tension E et l'intensité I, cette formule fait intervenir la résistance R (en ohms) et le carré de l'intensité I^2 (en ampères) :

$$P = RI^2$$

La puissance P en watts peut donc également se calculer en faisant le produit de la résistance du circuit par le carré de l'intensité qui le traverse (le carré de l'intensité, c'est le nombre d'ampères multiplié par lui-même).

Le travail développé dans un circuit fait intervenir le temps, la durée de ce travail. C'est la puissance en watts multipliée par le temps en secondes ; le travail correspond donc à la consommation d'énergie électrique.

$T = P \times t$

P = puissance en watts ;
t = temps en secondes ;
T = travail en watts-seconde.

(Si t est exprimé en heures, le travail T s'obtient en watts-heure.)

Toutefois, l'unité pratique de travail (ou de consommation) est le kilowatt-heure, le watt-seconde étant une unité trop petite (symbole : kWh).

Le kilowatt-heure est égal à 3 600 000 watts-seconde.

Pour terminer cette première partie, nous allons donner un exemple numérique. Voyons la figure I-3. Nous disposons d'une source de courant électrique, une pile par exemple ; les pôles de cette source sont fermés par un circuit comportant une résistance R de 200 Ω. La différence de potentiel aux bornes de la pile étant de 10 V, on demande quelle est l'intensité I circulant dans le circuit.

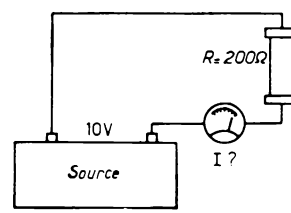


Fig. I-3

Il nous suffit d'appliquer la formule $I = \frac{E}{R}$

c'est-à-dire de diviser la tension par la résistance. Nous avons :

$$I = \frac{E}{R} = \frac{10}{200} = 0{,}05 \text{ A}$$

soit 50 mA.

Calculons maintenant la puissance développée dans le circuit, c'est-à-dire la puissance que doit pouvoir dissiper la résistance sans risquer d'être détruite.

Appliquons la formule :

$$P = EI$$

Nous avons : $P = 10 \times 0{,}05 = 0{,}5$ W.

●

Nous l'avons vu précédemment et nous le rencontrerons encore au cours de cet ouvrage, outre les *unités* proprement dites, il est fréquent d'utiliser aussi leurs multiples ou leurs sous-multiples. Par exemple, on emploie couramment le milliampère, le mégahertz, le picofarad, etc.

Le tableau suivant donne la classification des puissances de 10 courantes, ainsi que les préfixes correspondants :

PUISSANCE DE 10 par laquelle est multipliée l'unité	PREFIXE à mettre avant le nom de l'unité	SYMBOLE à mettre avant celui de l'unité
10^{12} ou 1.000.000.000.000	téra (1)	T
10^{9} 1.000.000.000	giga (2)	G
10^{6} 1.000.000	méga	M
10^{5} 100.000	hectokilo	hk
10^{4} 10.000	myria	ma
10^{3} 1.000	kilo	k
10^{2} 100	hecto	h
10^{1} 10	déca	da
1		
10^{-1} 0,1	déci	d
10^{-2} 0,01	centi	c
10^{-3} 0,001	milli	m
10^{-4} 0,000 1	décimilli (3)	dm
10^{-5} 0,000 01	centimilli	cm
10^{-6} 0,000 001	micro	μ
10^{-9} 0,000 000 001	nano (4)	n
10^{-12} 0,000 000 000 001	pico (5)	p

(1) Peut s'appeler aussi mégaméga MM.
(2) Peut s'appeler aussi kiloméga kM.
(3) Peut s'appeler aussi dimi.
(4) Peut s'appeler aussi millimicro mμ.
(5) Peut s'appeler aussi micromicro $\mu\mu$.

CHAPITRE II

RESISTANCES – POTENTIOMETRES

§ 1. – Classification des résistances

Nous pouvons effectuer la classification suivante :

1° Les résistances au carbone à couche ou au carbone aggloméré.
2° Les résistances bobinées.
3° Les résistances spéciales.

Nous allons reprendre chaque division en développant un peu la technologie se rapportant à ces diverses classes de résistances.

1° Les résistances au carbone à couche se composent d'un tube ou d'un bâtonnet isolant (porcelaine, céramique, etc.) recouvert d'un composé chimique à base de carbone. On pratique ensuite une saignée en forme d'hélice tout autour du corps de cette résistance, saignée qui détermine la longueur du chemin qu'aura à parcourir le courant, c'est-à-dire la valeur en ohms à obtenir. A chaque extrémité, nous avons un capuchon emmanché de force et terminé par un fil de cuivre étamé, au moyen desquels (puisqu'il y en a deux) la résistance sera soudée dans le câblage.

L'ensemble des constituants est ensuite recouvert d'une peinture protectrice sur laquelle on marque la valeur de la résistance (fig. II-1).

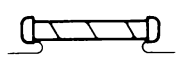


Fig. II-1

Fig. II-2

Les résistances au carbone aggloméré ne comportent pas de tube isolant formant support. Comme le nom l'indique, le corps entier de la résistance est constitué par un aggloméré à base de carbone. Ces résistances se présentent sous la forme indiquée figure II-2.

La puissance que peut dissiper une résistance dépend de la grosseur de cette dernière. Cependant, il est bien évident qu'à grosseurs égales, une résistance au carbone aggloméré pourra dissiper une puissance supérieure à celle d'une résistance à couche.

Citons enfin les résistances agglomérées miniatures modernes dont l'aspect est montré sur la figure II-3. L'emploi de matières nouvelles et une conception technique originale ont permis de réduire au minimum l'encombrement de ces résistances (pour une puissance donnée) et d'améliorer leurs qualités. C'est ainsi que l'on dispose d'organes pratiquement incassables, inaltérables. Notons aussi la disposition des fils de connexion moulés dans la masse et faisant corps avec elle. La stabilité dans le temps de la valeur ohmique de ces résistances modernes est remarquable..., grâce à un vieillissement artificiel opéré avant le marquage.

Fig. II-3

Actuellement, les types de résistances les plus répandus et les plus employés sont :

– *Les résistances au carbone aggloméré.*

Ces résistances ne peuvent pas être recommandées pour les circuits à haute stabilité. On les considère comme « utilisables en usage général ». La stabilité à 1 000 heures est d'environ 15 %. La tenue en température n'est pas très bonne. Le chiffre typique de bruit est de 5 μV/V.

– *Les résistances à couche de carbone.*

Connues également sous les noms de « résistance à haute stabilité » et de « carbone craqué », ces résistances sont destinées à des circuits élaborés. La stabilité à 1 000 heures est de 1,5 % dans les conditions normales d'utilisation. Le coefficient de température est amélioré (au moins deux fois meilleur que pour le type précédent). Le chiffre typique de bruit est de 1 μV/V.

– *Les résistances à oxyde métallique.*

Elles sont comparables aux résistances à couche métallique que nous allons voir dans un instant, mais elles sont cependant moins stables, leur coefficient de température est moins bon, et leur chiffre typique de bruit est supérieur.

– *Les résistances à couche métallique.*

Ces résistances sont destinées aux circuits à spécifications réellement très serrées et présentent des caractéristiques exceptionnelles. La stabilité à 1 000 heures est de 0,1 %. Le coefficient de température est de $\pm$ 500 $\times$ 10^{-6} par degré C. Le chiffre typique de bruit est inférieur à 0,2 μV/V.

●

Une résistance se caractérise donc par sa valeur en ohms (Ω, kΩ ou MΩ, selon le cas) et par la puissance maximale en W qu'elle peut dissiper sans être détruite (voir § 4, ci-après).

En vue d'une fabrication rationnelle, les résistances sont construites dans une série de valeurs dites « valeurs normalisées »..., et qui ne sont pas tou-

jours des valeurs « rondes ». Exemple : 47 000 Ω. Cependant, si un schéma indique une résistance normalisée de 47 000 Ω, il est toujours possible de monter la résistance de 50 000 Ω que l'on possède sans aller à la catastrophe. Inversement, si un schéma indique 50 000 Ω, on pourra fort bien monter une résistance normalisée de 47 000 Ω.

D'ailleurs, mesurons la valeur de cette résistance marquée 47 000 Ω avec un ohmmètre. Il serait surprenant qu'elle fasse exactement 47 000 Ω ! Sa valeur exacte pourra être comprise entre 37 600 et 56 400, s'il s'agit d'une résistance avec tolérance de ± 20 % de fabrication ancienne ; entre 42 300 et 51 700, s'il s'agit d'une résistance avec tolérance de ± 10 % ; et entre 44 650 et 49 350, s'il s'agit d'une résistance avec tolérance de ± 5 %. Et, de cela, nous n'avons pas le droit de nous plaindre, ce sont des tolérances de fabrication, nous en sommes avertis et c'est à nous de choisir ou de mesurer si l'on a besoin d'une résistance vraiment précise.

Pendant longtemps, on a marqué les résistances en inscrivant leur valeur en chiffres directement sur le corps. Maintenant, on emploie le code normalisé des couleurs (code RMA).

Plus loin, au § 6, nous donnons le détail des codes des couleurs utilisées pour le marquage des valeurs des résistances et des condensateurs, codes normalisés employés actuellement.

Schématiquement, une résistance se représente comme nous l'indiquons en haut de la figure II-4.

Fig. II-4

2° Les résistances bobinées sont constituées par un tube isolant (verre ou céramique) sur lequel on enroule du fil résistant (manganine, constantan, etc.) de la longueur nécessaire pour obtenir la résistance souhaitée. Généralement, ce mode de fabrication des résistances est réservé aux organes devant dissiper une forte puissance : 4 W, 5 W, 10 W ou plus.

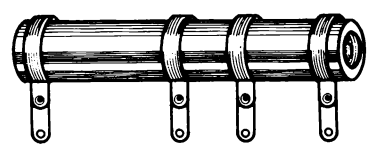


Fig. II-5

A chaque extrémité du corps de la résistance, nous avons un collier utilisé pour l'arrêt du fil résistant et servant aussi pour la soudure de l'organe au moment du câblage (voir fig. II-5). L'ensemble est protégé par une couche de laque ou d'émail (vitrification). Certains modèles de résistances bobinées sont dénudés selon une génératrice du cylindre, ce qui permet le déplacement d'un ou de plusieurs colliers auxiliaires, servant soit au réglage de la valeur de la résistance, soit à opérer une dérivation (tension intermédiaire, par exemple).

3° Les résistances spéciales. Sous cette appellation, nous classons les résistances CTN, CTP et VDR.

Les résistances CTN (à coefficient de température négatif) offrent une grande valeur ohmique au passage du courant à froid. Au fur et à mesure de leur échauffement, la valeur de la résistance diminue progressivement pour tomber à une valeur minime, permettant alors le passage normal du courant dans le circuit.

Pour les résistances CTP (à coefficient de température positif), c'est évidemment le phénomène inverse qui se produit.

Les résistances VDR sont des organes dont la valeur baisse *rapidement* lorsque la tension augmente à leurs bornes. Nous ne nous étendrons pas sur cette dernière catégorie de résistances dont l'emploi n'est pas courant, mais plutôt réservé à certains appareils professionnels spéciaux et en télévision.

Il existe même des LDR dont la valeur varie avec l'éclairement.

§ 2. – Les potentiomètres

Un potentiomètre n'est qu'une résistance sur laquelle il est possible de faire mouvoir un curseur. Il est donc aisé de disposer d'une partie seulement ou de la totalité de la tension appliquée aux extrémités de la résistance. La représentation schématique d'un potentiomètre est montrée sur la figure II-6, et elle illustre bien ce que nous venons de dire. Nous pourrons rencontrer des potentiomètres bobinés et des potentiomètres au carbone (composition à base de graphite).

Pratiquement, la résistance est placée sur une plaquette isolante circulaire (couche de graphite déposée ou fil résistant bobiné) sur laquelle se meut le contact mobile à ressort du curseur.

Comme dans le cas d'une simple résistance, un potentiomètre se caractérise par la valeur de sa résistance totale (mesurée entre les points 1 et 2, fig. II-6) et par la puissance maximale qu'il peut dissiper sans être détruit (voir § 4, ci-après). Mais, en outre, il convient de préciser la loi de variation de la résistance (entre les points 2 et 3) lorsqu'on manœuvre le curseur.

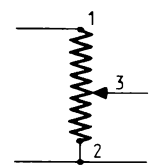


Fig. II-6

Les potentiomètres, qu'ils soient au carbone ou bobinés, se classent en deux groupes principaux : les potentiomètres à variation linéaire et les potentiomètres à variation logarithmique.

Dans les potentiomètres à variation linéaire, la variation de la résistance est directement proportionnelle à l'angle de rotation du curseur. Exemple :

soit un potentiomètre linéaire présentant une rotation totale du curseur de 320 ° et une résistance totale de 500 kΩ. Partons de zéro, faisons tourner le curseur et mesurons la résistance obtenue entre les points 2 et 3 (fig. II-6). Pour une rotation de 40°, nous avons 62,5 kΩ ; pour 80°, 125 kΩ ; pour 160°, 250 kΩ ; pour 240°, 375 kΩ ; et pour 320°, 500 kΩ.

Pour les potentiomètres du type logarithmique, la variation de la résistance est logarithmique par rapport à l'angle de rotation. Nous ne nous étendrons pas ici sur les détails mathématiques, ni sur la définition d'un logarithme. Nous reprendrons seulement notre exemple précédent, avec un potentiomètre de 500 kΩ, mais à variation logarithmique.

Partons de zéro et mesurons la résistance présentée entre les points 2 et 3 (fig. II-6) ; pour une rotation de 80°, nous avons 16 kΩ environ ; pour 160°, 50 kΩ ; pour 240°, 160 kΩ ; et pour 320°, 500 kΩ.

Bien que cela ne soit que des exemples, il est intéressant et instructif de comparer les mesures de résistances faites dans les mêmes conditions, avec deux potentiomètres de même valeur totale (500 kΩ), mais l'un à variation linéaire, l'autre à variation logarithmique.

Les potentiomètres linéaires sont très employés sur les appareils de mesure, ainsi que pour les divers réglages d'image sur un téléviseur. Par contre, les potentiomètres destinés au réglage du volume sonore (récepteur de radio, partie « son » d'un téléviseur, ou amplificateur BF en général) sont du type logarithmique. Pourquoi ? Parce que les sensations éprouvées (par l'oreille) sont entre elles comme le logarithme de la cause qui les a provoquées (loi de Fechner). De ce fait, grâce à la variation logarithmique de ces types de potentiomètres, à chaque angle égal de rotation du bouton de manœuvre correspond une impression auditive égale du volume de la puissance sonore.

Outre les deux catégories principales de potentiomètres que nous venons d'examiner, citons aussi les types logarithmiques inversés (donc à variation de résistance inverse par rapport au modèle logarithmique normal). Mais ils sont rarement utilisés dans les montages courants rencontrés par l'amateur. Il est d'ailleurs possible de concevoir et de réaliser tout autre type de potentiomètre dont la loi de variation de résistance satisfait à telle ou telle fonction mathématique.

Dans l'industrie, la loi de variation est souvent indiquée par une lettre faisant suite à la valeur ohmique du potentiomètre. Nous avons (fig. II-7) :

A = loi de variation linéaire ; la variation de la résistance entre a et b est directement proportionnelle au déplacement du curseur b.

B = loi de variation logarithmique droite ; la résistance R_{ab} (entre a et b) est, à moitié course du curseur, de 10 % de la résistance totale R_{ac} (entre a et c).

C = loi de variation logarithmique inverse ; R_{ab} = 90 % de R_{ac} à moitié course.

T = loi de variation exponentielle droite ; R_{ab} = 1,5 % de R_{ac} à moitié course.

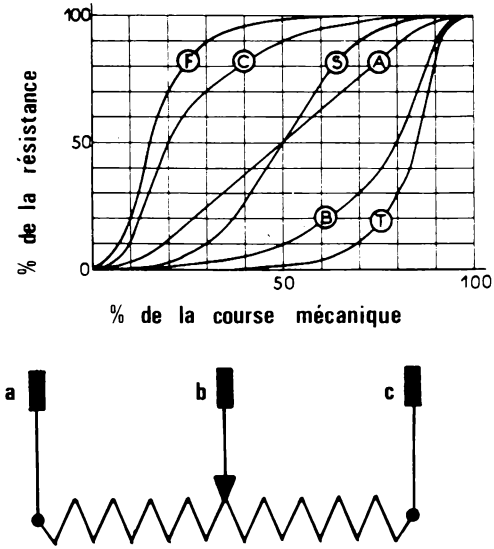


Fig. II-7

F = loi de variation exponentielle inverse ; R_{ab} = 98,5 % de R_{ac} à moitié course.

S = loi de variation selon une courbe en S.

§ 3. – Groupement des résistances

1° Montage en série

Si l'on constitue un circuit en groupant des résistances les unes à la suite des autres, comme il est montré sur la figure II-8, on dit que les résistances sont groupées en série. En effet, le courant électrique, pour parcourir le circuit, devra passer successivement par chacune de ces résistances.

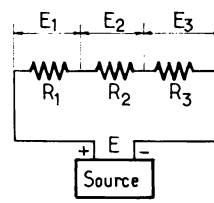


Fig. II-8

Sur notre dessin, nous avons trois résistances : R_1, R_2 et R_3. Nous pouvons remplacer ces trois résistances par une résistance unique équivalente R_{eq} dont la valeur sera égale à la somme des résistances composantes R_1, R_2, R_3.

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + R_3$$

Pour calculer la résistance résultante dans un groupement série, il suffit donc de faire la somme des résistances utilisées.

L'intensité demandée à la source est égale à la tension V aux bornes de ladite source divisée par la résistance équivalente R_{eq} du groupement.

$$I = \frac{E}{R_{eq}}$$

Précisons bien que cette intensité est la même en n'importe quel point du circuit, que les diverses résistances sont parcourues par le même courant, par la même intensité.

Par contre, les tensions E_1, E_2 et E_3, mesurées aux bornes des résistances respectives R_1, R_2 et R_3, sont proportionnelles à la valeur de chaque résistance.

Nous avons :

$$E_1 = R_1 I$$
$$E_2 = R_2 I$$
$$E_3 = R_3 I$$

I, étant l'intensité circulant dans le circuit, calculée comme nous l'avons dit plus haut.

Bien entendu, nous avons d'autre part :

$$E_1 + E_2 + E_3 = E$$

2° Montage en parallèle

Lorsque des résistances sont connectées comme il est montré sur la figure II-9, on dit qu'elles sont groupées en parallèle.

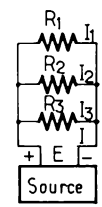


Fig. II-9

L'intensité globale demandée à la source se subdivise pour passer dans chaque résistance, puisque plusieurs chemins sont offerts au courant. L'intensité totale demandée à la source est évidemment égale à la somme des intensités passant dans chaque résistance ; mais l'intensité passant dans chaque résistance est inversement proportionnelle à la valeur de cette résistance. En

fait, R_1, R_2 et R_3 sont soumis à la même tension E ; en conséquence, plus la résistance de l'une des composantes du groupement sera grande, plus l'intensité qui la traversera sera petite.

Traduit en formules simples pour le calcul, cela donne :

$$I_1 = \frac{E}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{E}{R_2}$$

$$I_3 = \frac{E}{R_3}$$

Et, comme nous l'avons dit :

$$I = I_1 + I_2 + I_3$$

L'intensité totale I peut se calculer directement avec la formule habituelle :

$$I = \frac{E}{R_{eq}}$$

dans laquelle R_{eq} est la valeur de la résistance équivalente unique susceptible de remplacer le groupement parallèle R_1, R_2, R_3.

Dans un groupement parallèle, l'inverse de la résistance équivalente est égal à la somme des inverses des résistances composant le groupement ; cela s'écrit :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

Exemple : Dans le montage de la figure II-9 nous avons $R_1 = 100\,\Omega$, $R_2 = 200\,\Omega$, $R_3 = 600\,\Omega$. Quelle est la valeur de la résistance équivalente à ce groupement parallèle ?

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{100} + \frac{1}{200} + \frac{1}{600}$$

En réduisant au même dénominateur et en additionnant :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{6}{600} + \frac{3}{600} + \frac{1}{600} = \frac{10}{600}$$

Donc

$$R_{eq} = \frac{600}{10} = 60\,\Omega.$$

Cas particuliers

a) Si l'on réalise un groupement parallèle avec des résistances de même valeur, la résistance équivalente est égale à la résistance de l'une des résistances composantes divisée par le nombre de résistances formant le groupement.

Exemple : $R_1 = R_2 = R_3 = 900\ \Omega$

$$R_{eq} = \frac{900}{3} = 300\ \Omega.$$

b) Si un groupement parallèle ne comporte que deux résistances composantes R_1 et R_2, la résistance équivalente est égale au produit des deux résistances divisé par leur somme.

$$R_{eq} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

c) Groupement série-parallèle. – Un tel groupement est illustré sur la figure II-10 ; mais ce n'est qu'un exemple, car il y a une infinité de combinaisons possibles. Il suffit de bien distinguer les groupements et de leur appliquer leurs formules respectives. C'est ainsi que pour calculer la résistance unique susceptible de remplacer les cinq résistances du groupement, il nous faudra d'abord chercher la résistance équivalente à $R_3R_4R_5$, puis l'additionner à $R_1 + R_2$.

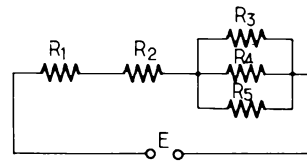


Fig. II-10

Pont de Wheatstone

Un montage que l'on rencontre souvent en électrotechnique et en électronique, circuit qu'il est important de connaître, est le pont de Wheatstone (fig. II-11). Ce montage comporte essentiellement quatre résistances : R_1, R_2, R_3, R_4, groupées comme il est montré sur le schéma.

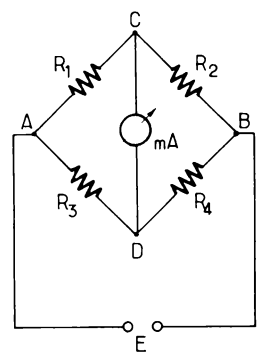


Fig. II-11

On dit que le pont est équilibré lorsque la relation suivante est satisfaite :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Dans cette condition d'équilibre, et dans cette condition seulement, si l'on applique une tension quelconque E entre les points A et B, l'intensité circulant dans la diagonale C D mesurée par le milliampèremètre (mA) est nulle.

Partant de la relation précédente, lors de l'équilibre, on voit que si l'on connaît trois valeurs de résistances, il est aisé de calculer la quatrième.

Lois de Kirchhoff

Les lois de Kirchhoff, dites également lois des courants dérivés, constituent la généralisation de ce que nous avons vu précédemment. Examinons la figure II-12, où nous avons plusieurs résistances de valeurs différentes, groupées en parallèle, constituant autant de dérivations, résistances soumises à une tension E (pile, par exemple).

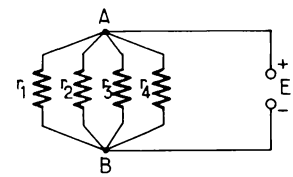


Fig. II-12

Le courant I débité par la pile se partage en A pour circuler dans les résistances r_1, r_2, r_3, r_4, etc., et dans chacune de ces résistances, on a les intensités correspondantes i_1, i_2, i_3, i_4, etc. Il est évident que l'on a :

$$I = i_1 + i_2 + i_4 + i_3 + \ldots$$

La chute de tension entre A et B est donc :

$$E = r_1 i_1 = r_2 i_2 = r_3 i_3 = r_4 i_4$$

Or, on peut écrire les produits, tels que $r_1 i_1$, sous la forme $\frac{i_1}{\frac{1}{r_1}}$, etc.

On a donc :

$$(1) \qquad E = \frac{i_1}{\frac{1}{r_1}} = \frac{i_2}{\frac{1}{r_2}} = \frac{i_3}{\frac{1}{r_3}} = \ldots$$

Le courant se partage dans les dérivations en parties inversement proportionnelles aux diverses résistances de ces dérivations.

Cherchons à exprimer la valeur de la résistance équivalente au circuit situé entre A et B, c'est-à-dire cherchons la résistance unique R qui, placée entre A et B, ferait débiter la même intensité à la source.

Les égalités (1) précédentes donnent, en ajoutant numérateurs et dénominateurs :

$$E = \frac{i_1 + i_2 + i_3 + i_4}{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3} + \frac{1}{r_4}} = \frac{I}{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3} + \frac{1}{r_4}}$$

La résistance R équivalente est donc donnée par :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3} + \ldots$$

L'inverse de la résistance équivalente est égale à la somme des inverses des résistances des dérivations.

Si nous précisons que l'inverse de la résistance (1/R) se nomme la conductance, nous pouvons dire que la conductance équivalente est égale à la somme des conductances des dérivations.

En généralisant, on peut dire que les lois de Kirchhoff permettent de calculer les intensités des courants qui parcourent les branches d'un réseau quelconque constitué par des résistances et par un ou des générateurs.

La loi des sommets, applicable à un sommet quelconque du réseau, exprime que la somme des intensités de courant, parcourant les différentes branches du réseau aboutissant au sommet considéré, est nulle :

$$\Sigma I = 0$$

La loi des contours, applicable à un contour fermé quelconque du réseau, exprime que la variation totale du potentiel le long de ce contour est nulle :

$$\Sigma (E - RI) = 0$$

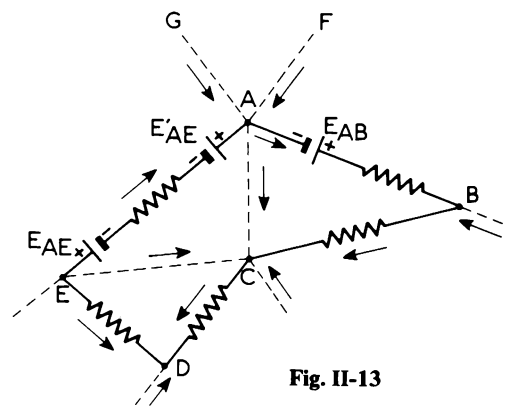


Fig. II-13

Mode d'application. – Reportons-nous au cas volontairement complexe illustré sur la figure II-13. On fixe sur chaque branche un sens positif arbitraire que l'on marque d'une flèche. L'intensité du courant correspondant devient alors un nombre algébrique, positif si le courant réel a le sens de la flèche, négatif dans le cas contraire. La force électro-motrice d'un générateur inséré sur une branche devient également un nombre algébrique positif si cette force électro-motrice tend à donner un courant ayant le sens de la flèche, négatif dans le cas contraire.

Loi des sommets. – Appliquons la loi des sommets au sommet A : Dans la somme Σ I, l'intensité (nombre algébrique) dans chacune des branches rayonnant autour de A est précédée du signe + si la flèche correspondante est dirigée vers A, du signe – dans le cas contraire :

$$I_{AF} - I_{AB} - I_{AC} + I_{AE} + I_{AG} = 0$$

Loi des contours. – Appliquons la loi des contours au contour A B C D E A parcouru dans l'ordre indiqué par les lettres : Dans la somme Σ (E – RI), chaque branche du contour aura un terme ; ce terme sera précédé du signe + si le sens du parcours coïncide avec le sens de la flèche, négatif dans le cas contraire :

$$(E_{AB} - R_{AB}\, I_{AB}) - R_{BC}\, I_{BC} - R_{CD}\, I_{CD} + R_{DE}\, I_{DE} + (- E_{AE} + E'_{AE} - R_{AE}\, I_{AE}) = 0$$

Théorème de Thévenin généralisé

Le théorème de Thévenin exprime qu'un réseau complexe A, vu de deux de ses points M et M' (dont les potentiels sont V et V'), se comporte exactement – au point de vue du courant qui circulera dans une résistance connectée ultérieurement aux points M et M' – comme une simple source de force électro-motrice E égale à V – V' et de résistance interne $R_{MM'}$ (résistance équivalente du réseau A vue des points M et M') ; figure II-14.

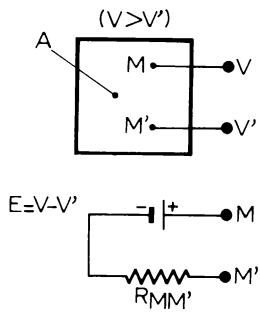


Fig. II-14

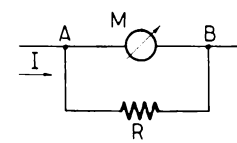


Fig. II-15

Application des lois de Kirchhoff au shuntage des appareils de mesure

Du verbe anglais « to shunt », on a fait le verbe français shunter, qui signifie « mettre en dérivation sur ». Ainsi, la figure II-15 représente une résistance R shuntant un appareil M.

Soit M un appareil de mesure d'intensité des courants (ampèremètre). Shunter cet appareil par une résistance, c'est mettre en dérivation aux bornes A et B de l'appareil M une résistance R de manière que la totalité du courant I ne traverse pas M. La dérivation ARB s'appelle le shunt de l'appareil M.

Supposons que notre ampèremètre M ait une résistance ohmique propre r et qu'il soit gradué de 0 à 1 A. Nous voulons pouvoir mesurer avec cet appareil des intensités allant jusqu'à 10 A. Il nous faut donc déterminer la résistance R de manière que le dixième seulement du courant à mesurer traverse M. Soit I ce courant à mesurer, I_m le courant traversant M, et I_s le courant traversant le shunt R. On a dans notre hypothèse :

$$I_m = \frac{I}{10}$$

et :

$$I_m + I_s = I$$

d'où :

$$I_s = I - I_m = I - \frac{I}{10} = \frac{9\,I}{10}$$

Le rapport des deux intensités est :

$$\frac{I_m}{I_s} = \frac{\frac{I}{10}}{\frac{9\,I}{10}} = \frac{1}{9}$$

Or, d'après la loi de Kirchhoff, on a :

$$\frac{I_m}{\frac{1}{r}} = \frac{I_s}{\frac{1}{R}}$$

c'est-à-dire :

$$\frac{I_m}{I_s} = \frac{\frac{1}{r}}{\frac{1}{R}} = \frac{R}{r}$$

Nous avons trouvé tout à l'heure que le rapport des deux intensités est 1/9, on a donc :

$$R = \frac{r}{9}$$

Le shunt devra avoir une résistance R égale au neuvième de la résistance r de l'appareil de mesure. On pourra donc mesurer avec notre ampèremètre ainsi shunté des courants allant de 0 à 10 A. Il n'y a qu'à multiplier par 10 les indications données par l'appareil. On peut établir des shunts ne laissant passer dans l'appareil de mesure que le centième, le millième, etc., de l'intensité I. Les shunts permettent donc d'utiliser le même appareil pour la mesure de courants très différents.

●

Il est une autre façon de voir ce problème du shuntage des appareils de mesure, qui entraîne une autre méthode de calcul, mais qui conduit évidemment au même résultat. Nous allons exposer cet autre procédé en nous appuyant sur un exemple numérique.

Nous disposons d'un milliampèremètre de résistance interne de 100 Ω qui peut admettre une intensité de 2 mA (déviation totale) ; nous désirons le

monter dans un circuit parcouru par une intensité de 100 mA. Nous devons donc le shunter en montant une résistance Rs à ses bornes afin qu'il ne soit traversé que par un courant de 2 mA lorsque l'intensité réelle dans le circuit atteindra 100 mA. Ainsi, pour une intensité réelle de 25 mA, l'appareil indiquera 0,5 mA ; pour 50 mA, nous lirons 1 mA, etc.

Lorsque l'intensité totale dans le circuit est de 100 mA, s'il ne doit circuler que 2 mA dans l'appareil de mesure, cela revient à dire que 98 mA doivent passer dans la résistance shunt Rs.

La tension aux bornes du milliampèremètre pour la déviation totale de 2 mA est de :

$$E = R \times I = 100 \times 0{,}002 = 0{,}2 \text{ V}$$

Cette même tension de 0,2 V existera évidemment aux bornes de la résistance shunt Rs connectée en parallèle. Or, comme cette résistance doit laisser passer 98 mA, sa valeur sera de :

$$Rs = \frac{E}{I} = \frac{0{,}2}{0{,}098} = 2\ \Omega \text{ environ}$$

§ 4. – Puissance et intensité dans une résistance

Dans un groupement série, dans un groupement parallèle ou dans une résistance seule, les facteurs puissance et intensité sont capitaux.

Prenons l'exemple d'une résistance de 3 W ; il serait osé de vouloir lui faire dissiper 5 W, car elle aurait vite rendu l'âme !

Comment donc calculer la puissance qu'aura à dissiper une résistance ? Nous avons plusieurs procédés à notre disposition :

a) Multiplier la tension aux bornes de la résistance par l'intensité qui la traverse.

b) Multiplier la valeur de la résistance par le carré de l'intensité qui la traverse (c'est-à-dire l'intensité multipliée par elle-même).

c) Diviser le carré de la tension aux bornes de la résistance par la valeur de cette dernière.

En formules, cela s'écrit :

$$\text{a) } P = E\,I$$
$$\text{b) } P = R\,I^2$$
$$\text{c) } P = \frac{E^2}{R}$$

Il est intéressant aussi de pouvoir calculer rapidement l'intensité que peut laisser passer sans danger une résistance de valeur donnée (en ohms) et de puissance connue (en watts). Il suffit d'appliquer la formule :

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

(I est obtenue en ampères, bien entendu.)

§ 5. – Formules-clés

En manière de résumé, nous allons rappeler et grouper les relations simples, les formules-clés, que l'on doit savoir par cœur, car elles permettent de résoudre de très nombreux problèmes courants d'électricité et de radio. Ce sont les relations suivantes, dans lesquelles nous avons :

L'intensité I en *ampères.*
La résistance R en *ohms.*
La tension E en *volts.*
La puissance P en *watts.*

$$I = \frac{E}{R} = \frac{P}{E} = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

$$R = \frac{E}{I} = \frac{E^2}{P} = \frac{P}{I^2}$$

$$E = RI = \frac{P}{I} = \sqrt{PR}$$

$$P = EI = RI^2 = \frac{E^2}{R}$$

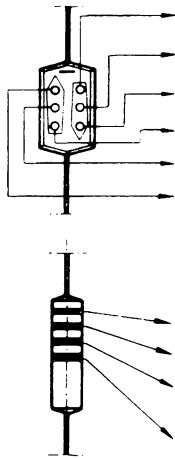
Et n'oublions pas que voltage, ampèrage et wattage sont des termes incorrects ; nous les laisserons aux ignorants !

§ 6. – Codes des couleurs

Le tableau de la figure II-16 représente les codes des couleurs utilisés pour le marquage des valeurs des résistances (ainsi que des condensateurs, éléments qui seront étudiés au chapitre VI). Ces codes sont normalisés, conformes aux spécifications C.C.T.U., et sont ceux que l'on emploie actuellement (document L.C.C.).

Un code de couleurs (pour résistances) à cinq anneaux est également applicable aux valeurs ohmiques comportant trois chiffres significatifs (notamment, cas des résistances de précision aux tolérances de ± 1 % et ± 2 %). Ce code est indiqué sur la figure II-17 qui est suffisamment explicite.

CONDENSATEURS MICA

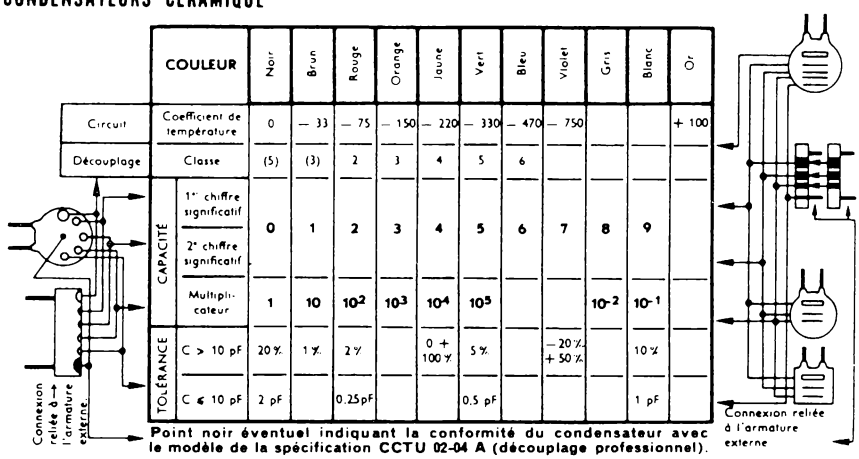


Catégorie climatique		− 55 + 100		− 55 + 85		− 55 + 125							
Capacité	1er chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
	2e chiffre significatif												
	Multiplicateur	1	10	10^2	10^3	10^4						10^{-1}	
Tolérance		±20%	± 1 %	± 2 %						±0.5 %		± 5 %	±10 %
Classe	CCTU			1	2		3						
	MIL		B	C	D	E	F						
COULEUR		Noir	Brun	Rouge	Orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Gris	Blanc	Or	Argent
Valeur	1er chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
	2e chiffre significatif												
	Multiplicateur	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6				10^{-1}	10^{-2}
Tolérance			± 1 %	± 2 %	Sans marquage ± 20 %							± 5 %	±10 %

RESISTANCES

CONDENSATEURS CÉRAMIQUE

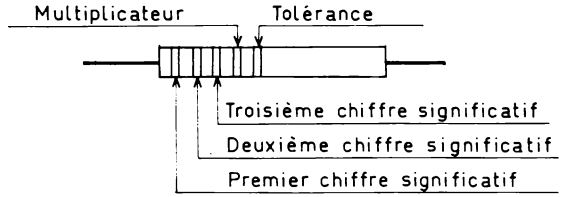
		COULEUR	Noir	Brun	Rouge	Orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Gris	Blanc	Or
Circuit		Coefficient de température	0	− 33	− 75	− 150	− 220	− 330	− 470	− 750			+ 100
Découplage		Classe	(5)	(3)	2	3	4	5	6				
CAPACITÉ		1er chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
		2e chiffre significatif											
		Multiplicateur	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5			10^{-2}	10^{-1}	
TOLÉRANCE	C > 10 pF		20 %	1 %	2 %		0 + 100 %	5 %		− 20 % + 50 %		10 %	
	C ⩽ 10 pF		2 pF		0.25 pF			0.5 pF				1 pF	



Point noir éventuel indiquant la conformité du condensateur avec le modèle de la spécification CCTU 02-04 A (découplage professionnel).

NOTA : Les classes (3) et (5) étaient représentées en brun et noir dans l'ancienne spécification CCTU 02 04

Fig. II-16



	Noir	Marron	Rouge	Orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Gris	Blanc	Or	Argent
1º Chiffre significatif		1	2	3	4	5	6	7	8	9		
2º Chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
3º Chiffre significatif	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
Multiplicateur	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6				10^{-1}	10^{-2}
Tolérance		$\pm$ 1%	$\pm$ 2%									

Fig. II-17

CHAPITRE III

ACCUMULATEURS ET PILES

Les piles et les accumulateurs constituent les deux sources de courant continu les plus répandues. Il est donc indispensable que l'on ait des idées précises sur la constitution de ces organes, leur emploi, leur entretien.

Nous avons dit « sources de courant continu », parce que, dans ces sources de courant qui ont un pôle + et un pôle –, si l'on relie les deux pôles par un fil conducteur, le courant électrique qui s'établit circule continuellement dans le même sens (jusqu'à épuisement de la source).

§ 1. – Les accumulateurs

Il existe diverses sortes d'accumulateurs (d'après leur constitution interne) ; nous nous limiterons à l'examen de l'accumulateur au plomb et de l'accumulateur au cadmium-nickel (les plus utilisés).

L'accumulateur est une source de courant, certes ; mais pour qu'il puisse fournir ce courant, il faut tout d'abord lui en donner. En quelque sorte, l'accumulateur est un réservoir d'électricité que l'on remplit durant l'opération dite de charge, électricité qui sera restituée au moment voulu par la décharge.

L'accumulateur au plomb se compose essentiellement d'un récipient (appelé bac) contenant une solution d'eau et d'acide sulfurique. Dans cette solution ou électrolyte, plongent deux plaques en plomb, poreuses et alvéolées : plaque positive et plaque négative ; en réalité, il y a pratiquement une série de plaques positives connectées ensemble, entre lesquelles sont imbriquées une série de plaques négatives connectées ensemble également.

Lorsque l'accumulateur est déchargé, toutes les plaques sont recouvertes de sulfate plombeux. Lorsque l'accumulateur est chargé, les plaques positives se composent de péroxyde de plomb (essentiellement), et les plaques négatives de plomb.

Les caractéristiques principales d'un accumulateur au plomb sont les suivantes : convenablement chargé, ses plaques positives sont marron foncé ; ses plaques négatives sont gris clair. Sa teneur en acide est de 28° Baumé, mesurée au densimètre (ou pèse-acide). Enfin, sa tension initiale par élément est de 2,2 à 2,3 V. Toutefois, cette tension ne se maintient pas longtemps ; dès

les premières utilisations, cette tension tombe aux environs de 2 V et s'y maintient pendant la plus grande partie de la décharge. Vers la fin de la décharge, la tension par élément tombe vers 1,8 V à 1,7 V..., et, pour la longue vie de l'accumulateur, il est prudent de ne pas faire descendre encore cette tension, c'est-à-dire de continuer à utiliser la source. Il faut alors rapidement remettre l'accumulateur en charge. En fin de décharge, c'est-à-dire lorsque la tension d'un élément est de l'ordre de 1,8 V environ, la teneur en acide de l'accumulateur doit être de 24° Baumé.

Une autre grandeur caractérisant un accumulateur est sa capacité en ampères-heure, c'est-à-dire la quantité d'électricité que peut fournir cet accumulateur durant un temps donné.

Prenons l'exemple d'un accumulateur de 90 Ah.

Théoriquement, cet accumulateur peut délivrer 90 A pendant 1 heure, ou 45 A pendant 2 heures, etc. Théoriquement ! Car, si l'on exigeait de telles intensités de décharge d'un accumulateur, il serait vite détruit : échauffement des plaques, chute de la matière active au fond du bac, etc.

Pratiquement, à l'accumulateur de 90 Ah pris en exemple, on pourra demander une intensité de 9 A pendant 10 heures, ou 4,5 A pendant 20 heures, etc.

Généralement, on recharge un accumulateur à partir du secteur de distribution électrique. Pour cette charge, il faut disposer d'une tension continue également ; or, les secteurs électriques fournissent un courant dit « alternatif ». On transforme la tension alternative élevée (120 ou 240 V) du secteur en tension plus faible pour la charge de l'accumulateur et, de plus, en tension continue. Ces opérations successives (transformation de tension et redressement) sont effectuées par un appareil appelé « chargeur d'accumulateur ».

Pour la charge, le pôle + du chargeur doit être relié au pôle + de la batterie d'accumulateurs et, bien entendu, le pôle – du chargeur au pôle – de la batterie.

Le courant de charge a une grande importance sur la durée d'un accumulateur. En aucun cas il ne faut que l'intensité de charge en ampères excède le dixième de la capacité de la batterie.

Exemple : Un accumulateur de 60 Ah se chargera avec une intensité maximale de 6 A.

En fin de charge, l'accumulateur bouillonne par dégagement gazeux ; la teneur en acide est de 28° Baumé, et chaque élément offre une force électromotrice de l'ordre de 2,2 V.

Ne jamais approcher une flamme (allumette, briquet, etc.) au moment du dégagement gazeux : l'hydrogène libéré et l'oxygène de l'air formant un mélange détonant.

Si l'on doit composer le mélange eau et acide sulfurique, il faut toujours verser l'acide dans l'eau (et non l'eau dans l'acide).

Les bornes d'un accumulateur sont sujettes aux « sels grimpants ». Il faut les nettoyer soigneusement périodiquement, puis les enduire de graisse ou de vaseline neutre.

Le niveau de l'électrolyte doit toujours être supérieur d'au moins 1 cm à celui des plaques. Vérifier souvent ce niveau, car les plaques doivent toujours être entièrement baignées. Pour refaire le niveau, il faut ajouter de l'eau distillée seulement, et non pas de l'eau acidulée comme on l'entend dire souvent ; en effet, c'est l'eau qui s'évapore et non l'acide !

Pour éviter le sulfatage d'un accumulateur, c'est-à-dire sa destruction rapide, il faut éviter de le charger ou de le décharger avec une intensité trop grande (voir précédemment). Il faut éviter un repos trop long après la décharge ; dès qu'une batterie est déchargée, il faut la recharger. Il faut éviter une teneur en acide supérieure à 24° Baumé non chargée, et à 28° Baumé chargée. Il ne faut plus rien demander à la batterie lorsque la tension de chaque élément tombe à 1,7 V. Enfin, il faut toujours maintenir le niveau de l'électrolyte : les plaques ne doivent pas « voir » l'air. Et si un accumulateur doit rester de nombreux mois sans être utilisé, il faut malgré tout le recharger périodiquement sous un faible régime (intensité de charge très réduite).

•

Examinons maintenant l'accumulateur au cadmium-nickel. Il est constitué par des plaques frittées minces au cadmium-nickel de polarités différentes et isolées par des séparateurs. L'électrolyte est une solution à base de potasse caustique chimiquement pure ; comme il ne prend pas part aux réactions chimiques, sa densité demeure invariable (24 ° Baumé) quel que soit l'état de la charge. L'ensemble est généralement enfermé dans un boîtier étanche (du moins pour les batteries de petite capacité) et ne nécessite aucun entretien.

Les avantages de ce type d'accumulateur sont les suivants :

– Possibilité de charge à des régimes très variés ; insensibilité aux surcharges ; pas de risque de chute de matières actives. Toutefois, pour les batteries miniatures de faible capacité, il est cependant conseillé d'adapter une intensité de charge n'excédant pas le dixième de la capacité (exemple : 50 mA pour une batterie de 500 mAh).

– Bonne tenue à tous les régimes de décharge.

– Excellente conservation de la charge.

– Aucune émanation toxique ou corrosive.

En fin de charge, la tension aux bornes d'un élément cadmium-nickel est de 1,35 à 1,4 V. Durant tout le temps de la décharge, en utilisation normale, cette tension se maintient à 1,2 V. Pour 1,1 V, l'élément peut être considéré comme déchargé, la tension s'affaiblissant ensuite très rapidement.

§ 2. – Les piles

Comme l'accumulateur, la pile est une source de courant continu par phénomène chimique. Il existe cependant une différence essentielle entre ces deux organes : c'est que la pile ne se recharge pas. Lorsque l'action chimique est épuisée, elle n'est pas réversible ; lorsque la pile ne fournit plus de courant

ou, plus exactement, lorsque la tension à ses bornes devient anormalement faible, il ne reste plus qu'à installer une pile neuve.

Il existe divers principes de fabrication des piles ; nous nous limiterons à un seul : la pile Leclanché, dont le principe est maintenant adopté par tous les fabricants.

Un élément de pile Leclanché se compose de la façon suivante : nous avons un tube de zinc constituant le pôle négatif ; ce tube reçoit une solution de sel ammoniac dont le liquide est absorbé et « solidifié » par un procédé quelconque (gelée, etc.). Au milieu de cela, nous avons une tige de carbone constituant le pôle positif. Cette tige est elle-même enfermée dans un petit sachet de toile contenant du bioxyde de manganèse. Ce produit a pour effet d'absorber l'hydrogène qui se dégage du pôle positif lors de l'utilisation de la pile ; si l'on ne prenait pas cette précaution, l'hydrogène formerait une sorte de gaine gazeuse isolante autour de la tige de carbone et la pile serait rapidement incapable de continuer son service.

Pour conserver longtemps une pile, il faut la ranger en un endroit à l'abri de la chaleur et de l'humidité.

Comme nous l'avons dit, après son montage, une pile ne fonctionne que pendant un temps donné ; après il faut la remplacer. D'autre part, une pile est incapable de fournir une intensité élevée, même durant un temps très court ; ceci à cause de sa résistance interne propre relativement élevée (résistance interne beaucoup plus grande que celle d'un accumulateur).

Un élément de pile Leclanché présente une tension de 1,5 V à ses bornes. C'est ainsi que la classique « pile de poche » de 4,5 V comporte trois éléments ($1{,}5 \times 3 = 4{,}5$ V). En vérité, cette tension de 1,5 V est la tension de départ ; elle tombe rapidement à 1,4 V pour s'y maintenir pendant la plus grande période d'utilisation. Après quoi, cette tension baisse encore, mais très rapidement, et la pile est hors d'usage.

●

La pile Leclanché ordinaire est donc une pile au « carbone-zinc ». Un perfectionnement de ce type de pile est l'élément alcalin au manganèse dont la tension de départ est toujours de 1,5 V, mais dont le rendement est très sensiblement amélioré. On peut donc utiliser ces piles à la place des éléments ordinaires, mais elles risquent de produire une certaine corrosion lorsqu'elles sont en contact avec des pièces en aluminium ou en cuivre s'il y a la moindre fuite d'électrolyte (constitué par de la potasse caustique). Dans cet ordre d'idée, il est recommandé d'utiliser des organes de contact en acier inoxydable ou en acier plaqué de nickel.

●

La pile au mercure est totalement différente de la pile Leclanché dans sa conception et sa réalisation.

Dans une pile au mercure, la résistance interne ne varie pratiquement pas en cours d'utilisation ; en outre, la tension reste également constante tout au long de son service (tension d'un élément = 1,345 V).

Les rapports « énergie/volume » et « énergie/poids » sont élevés ; donc, à énergie égale, l'encombrement est moindre que celui d'une pile conventionnelle (trois ou quatre fois). Leur fonctionnement n'est pas altéré par les vibrations, chocs, variations de température et variations de pression atmosphérique.

Tous les éléments constitutifs d'une pile au mercure sont montés à l'intérieur d'un double boîtier en acier nickelé étanche, résistant à la corrosion et indéformable ; le couvercle est serti sur un joint en plastique moulé et exclut tout risque de fuite ou de gonflement. Toutes les connexions entre les éléments sont réalisées à l'aide de plaquettes en acier, résistantes à la corrosion, soudées par points aux bornes des piles et aux boîtiers, assurant ainsi une résistance de contact minimale et une résistance mécanique maximale.

Lorsqu'on les utilise dans les limites de leurs spécifications, les piles au mercure n'ont nullement besoin de périodes de « repos » pour garder leur efficacité de fonctionnement et leur longévité.

Le revers de la médaille est évidemment qu'une pile au mercure est beaucoup plus chère qu'une pile ordinaire.

§ 3. – Groupement des sources

Qu'il s'agisse d'une pile ou d'un accumulateur, un élément est représenté comme il est indiqué sur la figure III-1 : pôle positif = trait fin et long ; pôle négatif = trait court et épais.

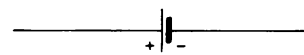


Fig. III-1

Ceci posé, les sources (piles ou accumulateurs) sont le plus souvent constituées par un groupement d'éléments connectés en série ; ce groupement se nomme *batterie* (de piles ou d'accumulateurs).

Un tel groupement est représenté sur la figure III-2. On voit que le pôle + d'un élément est toujours relié au pôle – de l'élément voisin, etc. Ainsi les forces électromotrices des éléments s'ajoutent. Nous avons donc :

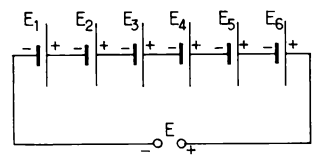


Fig. III-2

Tension E disponible aux bornes de la batterie = $E_1 + E_2 + E_3 + E_4 + E_5 + E_6$.

Mais, pratiquement, chaque élément fournit la même tension : en conséquence, la tension E de la batterie est égale à la tension d'un élément multipliée par le nombre d'éléments.

Dans le montage de la figure III-2, s'il s'agit de piles, la tension E sera de 9 V (1,5 × 6 = 9 V). S'il s'agit d'accumulateurs au plomb, la tension E sera de 12 V (2 × 6 = 12 V).

Autres points à signaler : dans le groupement en série, les résistances internes des éléments s'ajoutent. Ceci a peu d'importance avec les accumulateurs pour lesquels la résistance interne est négligeable. Par contre, il faudra souvent en tenir compte dans un groupement d'éléments de piles à la résistance interne notable. Enfin, si chaque élément présente une certaine capacité donnée en ampères-heure, le groupement présentera la même capacité.

On ne groupe jamais des éléments de piles ou d'accumulateurs en parallèle ; en effet, lors de l'utilisation, les éléments constitutifs ne se déchargent (ou ne se chargent) jamais simultanément régulièrement, et, en conséquence, les batteries ne font alors que bien peu d'usage.

CHAPITRE IV

MAGNETISME ET ELECTROMAGNETISME

§ 1. – Le magnétisme

Chacun sait parfaitement ce qu'est un aimant, barreau métallique droit ou courbé en forme de U exerçant sur des corps, en fer notamment, une force attractive plus ou moins importante.

Prenons un aimant droit (fig. IV-1). On remarque que les forces attractives les plus grandes sont développées aux extrémités N et S du barreau. Cette force est maximum aux extrémités et diminue progressivement lorsqu'on se rapproche du centre du barreau pour y devenir pratiquement nulle au point 0.

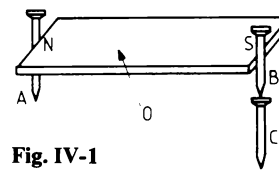


Fig. IV-1

Le clou B qui est en contact direct avec l'aimant est le siège d'une induction magnétique importante. A son tour, il développe une certaine force attractive capable, par exemple, d'attirer le clou C.

Les extrémités attractives NS d'un aimant s'appellent les pôles. On distingue le pôle nord et le pôle sud. Cette terminologie voit son origine dans les indications données par l'aiguille d'une boussole, aiguille qui n'est pas autre chose qu'un aimant miniature monté sur un pivot. Lorsqu'on approche deux aimants identiques l'un de l'autre, on s'aperçoit que dans une position ils s'attirent, et que dans l'autre position ils se repoussent.

Les pôles de noms contraires s'attirent. Les pôles de mêmes noms se repoussent.

Ainsi, lorsque dans notre expérience précédente les aimants s'attiraient, c'est que le pôle nord de l'un était en face du pôle sud de l'autre.

Mais, reprenons notre boussole. L'aimant en forme d'aiguille de cette dernière possède la propriété de toujours s'orienter dans la direction nord-sud *géographique*. L'extrémité de l'aiguille aimantée indiquant le nord géographique s'appelle le pôle nord de l'aimant. L'extrémité tournée vers le sud géographique s'appelle le pôle sud de l'aimant. Voilà pour l'explication des noms donnés aux pôles d'un aimant.

Si l'on casse un aimant en deux parties, les nouvelles extrémités obtenues forment aussitôt des pôles nord et sud.

Pour conserver longtemps toute sa force attractive à un aimant, il est nécessaire de faciliter le passage des lignes magnétiques d'un pôle à l'autre au moyen d'une pièce en fer quelconque. Cela s'appelle fermer le circuit magnétique. Ainsi, pour conserver longtemps toute sa valeur à l'aimant en fer à cheval de la figure IV-2, on place contre ses pôles un morceau d'acier doux B fermant le circuit magnétique. Si, pour effectuer une réparation sur un appareil quelconque (ampèremètre, pick-up, haut-parleur, etc.), on est obligé de démonter l'aimant, il faut aussitôt fermer son circuit magnétique par une pièce métallique ferreuse de forme appropriée (en attendant le remontage). La distance séparant les deux pôles d'un aimant s'appelle l'entrefer.

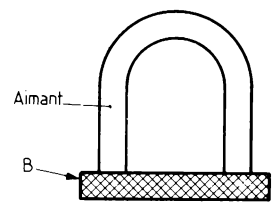


Fig. IV-2

Le fer doux se laisse facilement aimanter. Ainsi, le clou B de la figure IV-1 attire bien le clou C tant qu'il est en contact avec l'aimant. Mais, si l'on sépare le clou B de l'aimant, le clou C tombe. Autrement dit, un morceau de fer doux perd rapidement presque toute son aimantation. La faible aimantation qui subsiste s'appelle magnétisme rémanent. L'acier dur, par contre, s'aimante plus difficilement. Mais lorsqu'un barreau en acier dur est aimanté, il l'est bien ! Un tel barreau conserve la presque totalité de son aimantation première et devient à son tour... un aimant.

L'acier dur n'est pas le seul métal utilisé pour la confection des aimants. On a proposé divers alliages ferreux (avec du carbone, du cobalt, du tungstène, etc.) présentant des propriétés magnétiques (et de conservation) extrêmement améliorées. Un récent alliage magnétique comporte du fer, de l'étain, de l'aluminium et du cobalt dans des proportions évidemment bien déterminées. De plus, au moment de la coulée de l'alliage, on lui fait subir un traitement magnétique spécial, et l'on obtient le fameux acier « ticonal » utilisé dans la plupart des haut-parleurs actuels.

Un aimant est donc un solide qui, après avoir été soumis à l'action d'un champ magnétique extérieur, produit lui-même un champ magnétique,

comme s'il en avait conservé une partie. Mais on ignore généralement que le maintien d'un champ magnétique et son entretien n'exigent fondamentalement aucune dépense d'énergie. Ce fait important est masqué par l'expérience apparemment contraire des champs magnétiques entretenus par le passage d'un courant électrique dans une bobine. Mais cette dépense d'énergie-là sert uniquement à vaincre les frottements internes qui s'opposent au passage du courant dans le conducteur, à vaincre sa résistance, à telle enseigne qu'aujourd'hui, dans une bobine constituée par du supra-conducteur dont la résistance est presque nulle, à la température de l'hélium liquide il est vrai, on provoque, par une opération instantanée, la création d'un champ magnétique qui se maintient ensuite pendant des heures. Ceci n'est possible que parce que le maintien d'un champ magnétique n'exige aucune dépense nouvelle d'énergie.

Les forces développées par un aimant sont représentées symboliquement par des lignes, dites lignes de force, se dirigeant à l'extérieur de l'aimant du pôle nord au pôle sud. Il existe néanmoins un procédé simple permettant de matérialiser ces lignes de force. Voici comment on procède :

Sur une table, plaçons un aimant, un barreau droit par exemple, recouvrons l'aimant à l'aide d'une feuille de papier épais parfaitement plat et lisse. Puis, à l'aide d'un petit tamis, laissons tomber sur le papier une pluie de limaille de fer. Enfin, frappons quelques petits coups sur la feuille de papier au moyen d'une règle. A chaque coup, nous verrons les grains de limaille se déplacer, s'orienter et s'aligner pour constituer un dessin curieux que l'on a

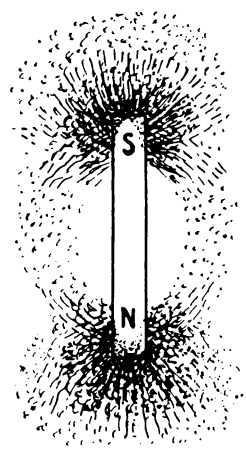


Fig. IV-3

baptisé du nom de « fantôme magnétique ». En vérité, ce dessin, représenté sur notre figure IV-3, est constitué par une série de lignes courbes formées par la limaille de fer en suivant les lignes de force et en matérialisant ces dernières. Comme on peut en juger, ces lignes de forces vont d'un pôle à l'autre et elles sont parfaitement symétriques.

Nous pouvons reprendre la même expérience avec deux aimants droits. Ainsi, sur la figure IV-4, nous voyons bien que deux pôles de noms contraires s'attirent. Certes, il est facile de le vérifier..., « avec les mains », comme disent les Méridionaux ! Mais ici nous voyons cette forte densité de lignes de force allant du pôle nord d'un aimant au pôle sud de l'autre aimant.

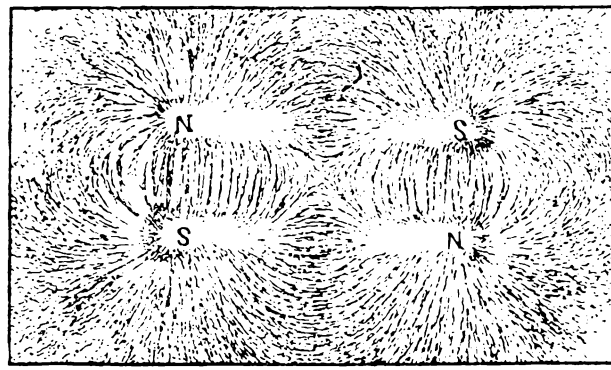


Fig. IV-4

Demi-tour à l'un des aimants et recommençons l'expérience. On constatera alors que les lignes de forces issues de chaque barreau se repoussent violemment mutuellement (fig. IV-5).

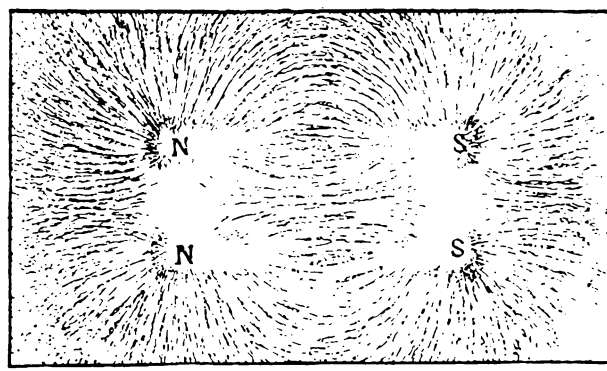


Fig. IV-5

Après ces matérialisations spectaculaires de lignes de force et de champ magnétique, il nous faut revenir aux choses plus arides, mais combien importantes, qui sont les définitions et les unités.

Dans le système légal dit MKSA (mètre, kilogramme, seconde, ampère), l'unité de champ magnétique est l'ampère-tour par mètre (At/m) que cer-

tains auteurs appellent par abréviation ampère par mètre (A/m). Le champ magnétique désigné par la lettre $\mathcal{H}$ caractérise le nombre de lignes de force traversant une surface unité perpendiculairement à celle-ci. L'ancienne unité (dans le système d'unités CGS) était le œrsted (appelé parfois improprement le gauss). Il faut savoir que :

1 ampère-tour par mètre = $4 \cdot \pi \cdot 10^{-3}$ œrsted.

Le total des lignes de force embrassé par la surface S est le flux magnétique Φ (lettre grecque : phi) et son unité de mesure est le weber. Un weber est défini comme étant le flux dont l'annulation en une seconde produit un volt dans une spire induite.

Dans l'ancien système CGS, l'unité de flux magnétique était le maxwell

1 weber = 10^8 maxwells.

Le weber est défini comme étant le flux dont l'annulation en une seconde produit un volt dans une spire induite.

Dans le système CGS (œrsted, maxwell, centimètre carré), on peut écrire : $\Phi = \mathcal{H} S$ dans le vide (ou dans l'air qui en diffère très peu), car la perméabilité que nous définirons plus loin, est prise égale à 1 dans ce vide.

Mais, dans le système légal MKSA, la perméabilité du vide désignée par μ_0 (lettre grecque : mu) est égale à :

$$\frac{4\pi}{10^7}$$

et il faut écrire

$$\Phi = \mathcal{H} S \mu_0$$

Φ étant en webers, $\mathcal{H}$ en ampère-tour par mètre, S en mètre carré.

§ 2. – L'électromagnétisme

Un courant électrique circulant dans un conducteur engendre un champ magnétique autour de ce conducteur. Ce champ magnétique peut être décelé au moyen d'une simple boussole. Approchons la boussole du conducteur, puis fermons le circuit électrique : l'aiguille est déviée dès que le courant électrique est établi et tant qu'il circule. Il y a donc bien création d'un champ magnétique (fig. IV-6), champ magnétique circulaire représenté par une flèche autour du conducteur. La direction de ce champ magnétique dépend du sens du courant électrique traversant le conducteur. Pour déterminer la direction du champ, on a conçu la règle du tire-bouchon imaginaire. On suppose faire tourner un tire-bouchon le long du fil de façon à ce qu'il « s'enfonce », à ce qu'il se visse, dans le fil, dans le même sens que le courant électrique y circule (c'est-à-dire dans le sens conventionnel du + au – à l'extérieur de la source). Le sens de rotation du tire-bouchon indique alors la direction du champ magnétique. Le champ est maximum au voisinage du fil et diminue au fur et à mesure que l'on s'en éloigne.

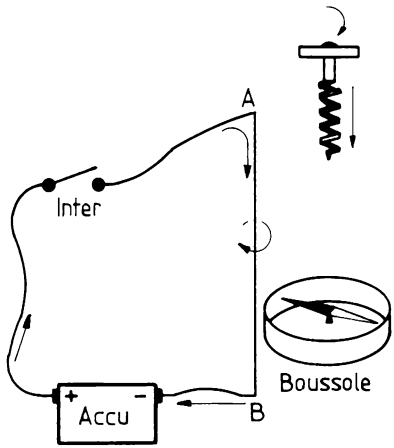


Fig. IV-6

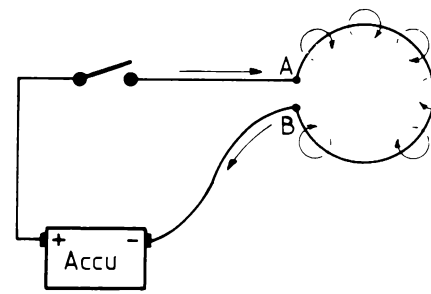


Fig. IV-7

Cette création de champ magnétique au moyen d'un simple conducteur doit être soigneusement notée car elle provoque parfois des ennuis importants (dans les amplificateurs à gain élevé, notamment). Néanmoins, lorsque l'on désire vraiment créer un champ magnétique relativement intense, on enroule le conducteur sous forme de bobinage. En effet, donnons à notre conducteur AB la forme d'une simple boucle (spire)... pour commencer, et examinons ce qui se passe (fig. IV-7).

Toutes les flèches représentant la direction du champ magnétique sont dans le même sens et dirigées vers le milieu de la boucle. A l'intérieur de la spire, nous avons donc un champ magnétique concentré ; tandis qu'à l'extérieur de la spire, le champ magnétique est plus faible, les lignes de force étant plus dispersées.

Si l'on réalise plusieurs boucles enroulées les unes à la suite des autres, on obtiendra une bobine dans laquelle toutes les lignes de force prendront la même direction. En conséquence, plus le nombre de spires sera grand, plus le champ magnétique sera important. Pour trouver la direction du champ magnétique dans la bobine, nous reprendrons la règle du tire-bouchon (fig. IV-8-1). Nous faisons tourner le tire-bouchon dans le même sens que le courant électrique parcourant les spires de la bobine (sens conventionnel du + au –). Le tire-bouchon se déplace transversalement, puisqu'il se visse imaginairement dans la bobine ; ce sens de déplacement transversal indique la direction du champ magnétique à l'intérieur de la bobine (de gauche à droite, sur notre figure IV-8-1). Il est donc possible de déterminer les pôles N et S de la bobine.

L'intensité magnétique du champ créé par une bobine est fonction du nombre de tours de cette bobine ; nous avons déjà vu pourquoi il en était

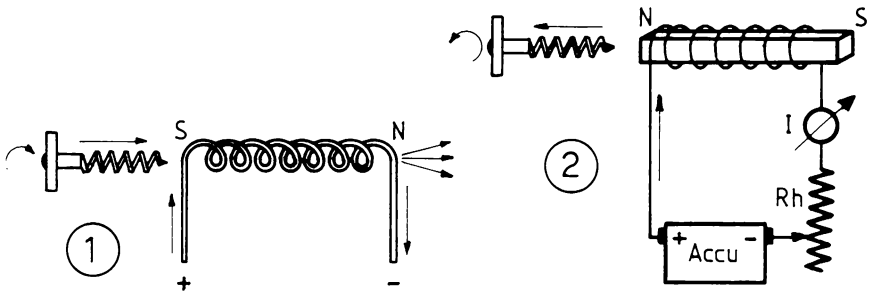


Fig. IV-8

ainsi. Mais l'intensité magnétique du champ est également fonction de l'intensité électrique parcourant les spires du bobinage. Plus l'intensité électrique augmente, plus le champ magnétique est important. Le nombre de tours d'une bobine et le nombre d'ampères la traversant sont donc des caractéristiques essentielles. Aussi a-t-on créé la notion d'ampères-tours qui est l'une des caractéristiques principales d'une bobine : c'est tout simplement le produit de l'intensité en ampères et du nombre de tours.

Et maintenant, introduisons une barre de fer à l'intérieur de la bobine (fig. IV-8-2). Cette barre de fer va « être aimantée par le champ magnétique » ; plus techniquement, cette barre de fer est le siège d'une induction magnétique. En fait, les lignes de force sont déviées et concentrées dans la barre de fer, parce qu'elles y trouvent un passage plus facile. Cette barre de fer porte le nom de noyau magnétique et l'on détermine ses polarités nord et sud toujours par la règle du tire-bouchon. Dans certains cas, ce bobinage à fer porte le nom d'électro-aimant.

L'augmentation des lignes de force est conditionnée par la qualité magnétique du métal (fer ou alliage ferreux) constituant le noyau ; cette qualité s'appelle la perméabilité magnétique et se désigne dans les formules par la lettre grecque μ (mu).

L'induction magnétique est donc le nombre de lignes de force par mètre carré de section du noyau, elle se désigne par la lettre $\mathcal{B}$ et s'exprime en teslas, dans le système légal d'unités MKSA.

Toujours dans le système légal, le coefficient de perméabilité magnétique μ_r est égal au produit de la perméabilité relative μ (indiqué dans les tables ou sur les courbes) par la perméabilité du vide μ_0, qui vaut, nous l'avons vu :

$$\frac{4\pi}{10^7}$$

Le flux d'induction magnétique Φ_b est donné par la relation :

$$\Phi_b = \mathcal{B} S = \mu_r \mathcal{H} S = \mu\mu_o \mathcal{H} S$$

avec $\mathcal{B}$ en teslas, $\mathcal{H}$ en ampère-tour par mètre et S en mètre-carré.

Dans l'ancien système CGS, la perméabilité magnétique du vide était prise égale à l'unité. On écrivait alors :

$$\mathcal{B} = \mathcal{H}\,\mu$$

avec $\mathcal{B}$ en gauss et $\mathcal{H}$ en œrsteds.

De même le flux d'induction magnétique était donné par la formule :

$$\Phi_b = \mathcal{B}\,S = \mu\mathcal{H}S$$

avec Φ_b en maxwell et S en centimètre carré.

En passant, notons que :

$$1 \text{ tesla} = 10^4 \text{ gauss.}$$

●

Note sur le gauss

En 1900, le Congrès d'Electricité de Paris avait adopté la proposition faite par l'American Institute of Electrical Engineers, relative à l'unité CGS de « magnetic field density », unité pour laquelle le nom de gauss était proposé. Or, dans le texte français (en ce temps-là, les Congrès internationaux rédigeaient leurs rapports en français), « magnetic field density » fut traduit – *traduttore, traditore* – par intensité de champ magnétique. Or, par « magnetic field density », les Américains n'entendaient pas du tout intensité de champ magnétique, mais bien ce que l'on appelle en France l'induction magnétique. Du fait de cette erreur, et pendant trente ans, le gauss fut en France et en Europe continentale l'unité CGS d'intensité de champ magnétique (intensité désignée habituellement par le lettre H), et aux Etats-Unis et en Grande-Bretagne, l'unité CGS d'induction magnétique (induction désignée habituellement par la lettre B).

Il est certain que, en pratique, intensité de champ magnétique $\mathcal{H}$ et induction magnétique $\mathcal{B}$ sont des grandeurs différentes, qui ne sauraient être mesurées par la même unité. Or, la raison d'être d'une unité est son application pratique...

Que fallait-il donc adopter pour le gauss, la définition européenne ou la définition anglo-saxonne ? La question avait été résolue par la Commission Electrotechnique Internationale qui s'était réunie à Oslo en juillet 1930. Cette commission avait décidé de « recommander » la définition américaine qui correspondait mieux à la réalité des faits.

Dorénavant, le gauss était l'unité d'induction magnétique, le $\mathcal{B}$ des traités de physique.

Quant à l'unité de champ magnétique $\mathcal{H}$, on lui donnait à l'avenir le nom de œrsted, en l'honneur du génial danois « inventeur », au sens juridique du terme, de l'électromagnétisme. L'œrsted était autrefois l'unité de réluctance (résistance des circuits magnétiques). L'unité CGS de réluctance sortit donc de la bagarre dépouillée de son nom.

Ainsi fut terminé cet extraordinaire quiproquo du gauss qui jeta pendant de longues années la confusion dans un domaine qui, par définition, devrait en manquer totalement...

Sur notre figure IV-8, en 2, nous avons réalisé l'alimentation du bobinage en intercalant un ampèremètre I destiné à mesurer l'intensité électrique et une résistance variable, ou rhéostat Rh, permettant de faire varier cette intensité.

Au fur et à mesure que l'on augmente cette intensité électrique, on s'aperçoit que l'induction magnétique devient de plus en plus grande. Ce qui se vérifie facilement à l'aide d'une boussole : plus l'induction est importante, plus l'action du champ magnétique sur l'aiguille de la boussole se fera sentir à une distance plus grande du noyau de la bobine.

Cependant, si nous continuons à augmenter l'intensité électrique, nous nous apercevons, qu'à partir et au-dessus d'un nombre d'ampères donné, le champ magnétique, lui, n'augmente plus. Pour la section du noyau utilisé, ce dernier est saturé. Il ne saurait admettre davantage de lignes de force. On dit qu'il y a saturation magnétique.

●

Hystérésis – Magnétisme rémanent – Champ coercitif

Prenons un barreau de fer vierge venant d'être coulé, n'ayant par conséquent jamais été aimanté. Etudions l'intensité de son aimantation lorsqu'on le place dans un champ magnétique $\mathcal{H}$ (champ magnétisant) créé par un courant d'intensité I. Pour faire varier le champ $\mathcal{H}$, il suffit de faire varier l'intensité I. Pour obtenir des valeurs négatives de $\mathcal{H}$, il suffira d'inverser le sens du courant I.

Portons en abcisses les intensités $\mathcal{H}$ du champ magnétique (champ magnétisant) et en ordonnées les intensités d'aimantation A (fig. IV-9). Lorsque le champ magnétique $\mathcal{H}$ part de zéro et croît, l'intensité d'aimantation A augmente et arrive bientôt à sa valeur de saturation, c'est-à-dire qu'à partir d'une certaine valeur $\mathcal{H}$ du champ magnétisant, l'intensité d'aimantation cesse de croître. On arrive à ce moment au point S de la courbe. Faisons alors décroître le champ magnétique de $\mathcal{H}_1$ à 0. On pourrait logiquement supposer que les intensités d'aimantation vont décroître en suivant la courbe

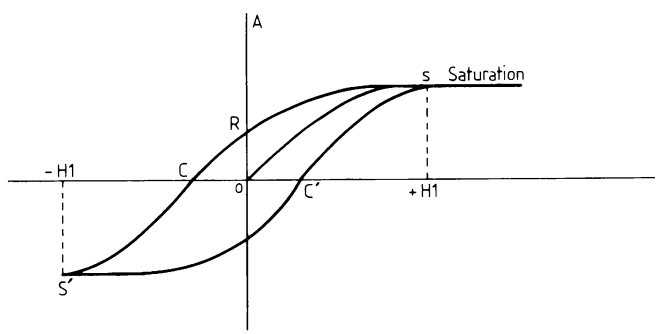


Fig. IV-9

OS précédente. Or, on constate qu'il n'en est rien : pour une même valeur de $\mathcal{H}$, les intensités restent en retard sur les valeurs précédentes, et lorsque $\mathcal{H}$ redevient nul, on observe qu'il y a une intensité d'aimantation rémanente OR. Les intensités d'aimantation ont décru suivant la courbe SR. C'est ce que l'on appelle le phénomène d'hystérésis (retard).

Continuons à faire décroître le champ magnétisant $\mathcal{H}$ à partir de zéro. Pour une certaine valeur OC de ce champ, l'intensité de l'aimantation est de nouveau nulle. En continuant à faire décroître $\mathcal{H}$, on observe la saturation pour un point S' correspondant à une valeur de $\mathcal{H}$ sensiblement égale en valeur absolue à la valeur $\mathcal{H}_1$ précédemment déterminée.

Si l'on fait alors recroître le champ de $-\mathcal{H}_1$ à $+\mathcal{H}_1$, la courbe des intensités d'aimantation va de S' à S en passant par C'. En continuant à faire varier $\mathcal{H}$ entre $-\mathcal{H}_1$ et $+\mathcal{H}_1$, puis entre $+\mathcal{H}_1$ et $-\mathcal{H}_1$, le point figuratif de l'aimantation décrit la courbe fermée S' C' S C S' qui constitue le cycle d'aimantation. Les quantités OC et OC' sensiblement égales sont les champs coercitifs. Enfin, OR est le magnétisme rémanent ou intensité d'aimantation rémanente.

L'hystérésis est dû à la résistance qu'offrent certaines matières à la désaimantation (force coercitive). De cette résistance, résulte une perte d'énergie qui se transforme en chaleur ; c'est la perte d'énergie par hystérésis. Dans les appareils soumis à des variations de champ magnétique (transformateurs, notamment), il faut éviter cette perte d'énergie autant que possible.

La perte d'énergie par hystérésis est proportionnelle à la surface embrassée par le cycle d'aimantation ; plus cette surface est réduite, plus les pertes par hystérésis sont faibles.

C'est ainsi que pour le fer et l'acier doux, la force coercitive est faible et la surface du cycle d'aimantation est réduite. Le fer et l'acier doux conviennent donc pour les machines alternatives (ils se désaimantent facilement). Par contre, avec de l'acier trempé, le magnétisme rémanent est assez faible, mais il a une force coercitive importante qui s'oppose à la désaimantation de l'aimant. On pourra donc utiliser l'acier trempé pour la confection d'aimants permanents, mais on évitera de l'employer dans les appareils soumis au courant alternatif.

Actuellement, en radiotechnique, les aimants permanents sont principalement utilisés dans la fabrication des haut-parleurs (excitation, c'est-à-dire création d'un flux magnétique important dans un entrefer dans lequel peut se déplacer la bobine mobile du haut-parleur). Ces aimants permanents sont généralement en alliage « ticonal ». L'acier ticonal comporte du fer, de l'étain, de l'aluminium et du cobalt dans des proportions bien déterminées. En outre, au moment de la coulée de l'alliage, on lui fait subir un traitement magnétique spécial. On obtient une densité de flux très élevé dans l'entrefer pour un volume relativement faible de l'aimant.

Pour la réalisation d'aimants permanents, signalons aussi l'utilisation du ferroxdure qui est une céramique ferromagnétique caractérisée par une remarquable stabilité dans le temps et une grande résistance aux champs démagnétisants.

Le ferroxdure existe en deux variétés : le type isotrope dont les propriétés sont identiques dans toutes les directions, d'où grande facilité pour la disposition des pôles magnétiques. Le type anisotrope ou orienté qui possède une direction privilégiée d'aimantation assurant à celle-ci une intensité maximale.

Ces aimants en ferroxdure sont très utilisés pour la fabrication des micromoteurs, ainsi qu'en télévision (aimants de correction, par exemple). Evidemment, on les emploie aussi dans la construction des haut-parleurs électrodynamiques.

§ 3. – Courant induit

Nous avons vu comment il est possible d'obtenir un champ magnétique à l'aide du courant électrique : électro-aimant. Nous dirons maintenant que l'on peut créer un courant électrique à l'aide d'un champ magnétique. Le phénomène est donc réversible. Cette génération de courant électrique fut constatée pour la première fois en France par Arago.

Prenons une bobine comportant un assez grand nombre de tours, de façon à ce que le phénomène soit plus sensible. Puis fermons les deux extrémités de cette bobine sur un galvanomètre G (fig. IV-10). Ensuite, introduisons rapidement, à l'intérieur de la bobine, le barreau aimanté NS (sens de déplacement donné par le flèche 1) : durant ce déplacement, on observe une déviation de l'aiguille du galvanomètre, cette aiguille revenant aussitôt à sa position initiale dès que l'aimant est entièrement enfoncé dans la bobine. D'ores et déjà, nous pouvons tirer les premières conclusions suivantes :

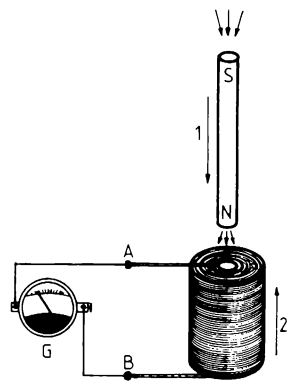


Fig. IV-10

a) L'introduction brusque de l'aimant a provoqué le passage d'un courant dans la bobine : courant induit ;

b) Pour qu'il y ait courant induit, il ne suffit pas que la bobine soit traversée par le champ magnétique (cas de l'aimant enfoncé dans la bobine, mais immobile), il faut aussi que ce champ magnétique soit variable (déplacement de l'aimant).

Poursuivons notre expérience. L'aimant étant enfoncé dans la bobine, retirons-le brusquement (sens de déplacement donné par la flèche 2). Il va donc encore se produire un courant induit dans la bobine, puisque le champ magnétique va de nouveau varier. Mais, cette fois, on s'apercevra que la déviation de l'aiguille est de sens contraire à celui que nous avions observé lors de l'enfoncement de l'aimant.

Nouvelle conclusion : Pour un pôle donné, le pôle nord dans notre expérience, le sens du courant induit peut être déterminé par la loi de Lenz qui dit que : « Le champ créé par le courant induit tend à s'opposer à la cause qui lui a donné naissance. » Expliquons cela plus simplement et reprenons notre première expérience : sens de déplacement de la flèche 1.

Pour que le courant induit s'oppose à ce déplacement de l'aimant, il faudra donc que ledit courant provoque un pôle nord au sommet de la bobine. Pôle nord au sommet de la bobine en face du pôle nord de l'aimant : deux pôles de mêmes noms se repoussant, il y aura bien opposition au déplacement désiré. Le pôle nord du champ créé par le courant induit devant être au sommet de la bobine, appliquons la règle du tire-bouchon vue précédemment, nous voyons que le courant induit, dans ce cas, va de B vers A à l'intérieur de la bobine.

En reprenant les mêmes considérations lorsque l'on retire l'aimant (flèche 2), on voit que le courant induit va de A vers B à l'intérieur de la bobine.

Pour bien fixer nos idées, souvenons-nous bien que l'intensité du courant induit dépend des points suivants :

a) Vitesse avec laquelle le champ magnétique générateur varie.

b) Intensité du champ magnétique.

c) Nombre de spires de la bobine induite.

Mais, souvenons-nous aussi que, même avec une bobine au nombre de tours imposant placée dans un champ magnétique violent, il n'y aura aucun courant induit tant que la valeur de ce champ ne variera pas par un procédé quelconque.

Aussi, en sommes-nous amenés à énoncer la loi générale régissant tous les phénomènes d'induction : « Toute variation de flux magnétique à l'intérieur d'un circuit provoque une force électromotrice proportionnelle à la variation de flux dans l'unité de temps, et le sens de cette force électromotrice induite est tel que le courant tend à s'opposer à la variation du flux inducteur. »

Cette loi est générale et reste applicable dans tous les cas d'induction et notamment quelle que soit la cause qui provoque la variation du flux. En effet, pour faire varier le champ magnétique, il y a d'autres procédés que celui illustré sur la figure IV-10 : déplacement de l'aimant.

Nous pouvons d'ailleurs reprendre toutes les expériences précédentes en remplaçant l'aimant par un électro-aimant : il nous suffira alors de déplacer l'électro-aimant. Toutefois, nous allons bien utiliser un électro-aimant, mais

nous ne le déplacerons pas. Il sera fixé par rapport à la bobine induite. Et nous allons montrer qu'il y a d'autres procédés pour provoquer des variations de champ magnétique (fig. IV-11).

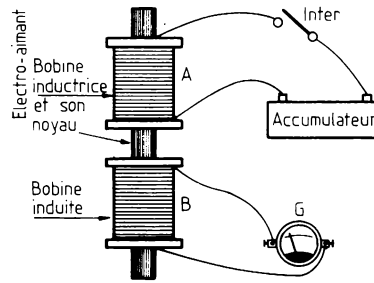


Fig. IV-11

En effet, avec ce montage expérimental, nous pouvons constater que :

a) Au moment de la fermeture de l'interrupteur, le galvanomètre G indiquera le passage d'un courant induit dont le sens voudrait s'opposer à l'établissement du flux inducteur.

b) Après l'établissement du flux magnétique, l'aiguille du galvanomètre revient à zéro. En fait, le flux est maximum, mais il ne varie pas ; il a varié uniquement à la fermeture de l'interrupteur où il est passé de zéro à son maximum. Voilà donc un autre procédé de variation du flux magnétique.

c) Une autre variation de flux peut se produire en ouvrant l'interrupteur : le flux passera rapidement de son maximum à zéro. Ouvrons donc cet interrupteur. L'aiguille du galvanomètre dévie de nouveau, indiquant un sens du courant induit contraire au sens précédemment observé ; en effet, maintenant, le sens du courant induit voudrait renforcer le flux magnétique qui « tombe » vers zéro.

Graphiquement, ces phénomènes sont représentés sur la figure IV-12.

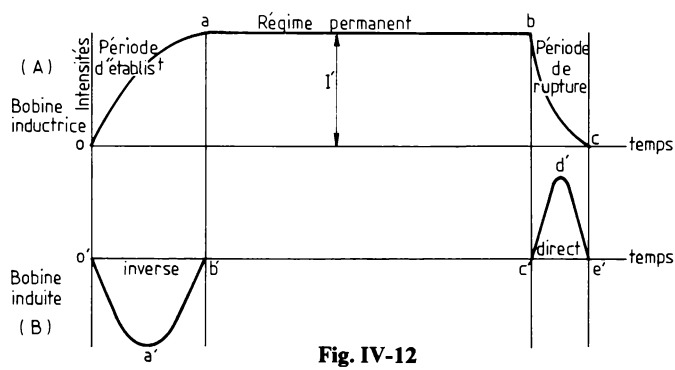


Fig. IV-12

La bobine A s'appelle bobine inductrice, ou inducteur, ou primaire ; la bobine B se nomme bobine induite, ou induit, ou secondaire.

Cette expérience nous montre la possibilité de faire passer de l'énergie, depuis un circuit primaire, dans un circuit secondaire, sans autre liaison que le couplage des deux bobines par le flux magnétique. C'est l'induction mutuelle.

Pratiquement, l'interrupteur Int. est remplacé par un rupteur mécanique (ou automatique : trembleur).

Un autre procédé engendrant une variation de flux consiste à alimenter le circuit primaire, non pas en courant continu, mais en courant alternatif. Ce dernier étant un courant qui change de sens, par nature, plusieurs fois par seconde, il y aura donc variation du flux inducteur plusieurs fois par seconde également ; et l'on pourra supprimer le rupteur du circuit primaire. Nous en reparlerons en temps utile.

●

Courants de Foucault

Il convient de se souvenir que des courants induits ne se produisent pas uniquement dans un enroulement secondaire couplé à l'enroulement inducteur, mais également dans toute masse métallique soumise aux variations du flux. Ces courants induits indésirables portent le nom de courants de Foucault.

Dès qu'il y a variation de flux, les courants de Foucault peuvent s'observer ; ils sont des causes fréquentes de pertes dans les tôles des transformateurs, les fils de bobinages parcourus par des courants alternatifs, etc. Pour réduire l'importance de ce phénomène, on réalise le feuilletage des circuits magnétiques des appareils soumis aux courants et aux champs alternatifs. Pratiquement, les masses magnétiques sont confectionnées en feuillets métalliques minces de forme convenable, c'est-à-dire en plaques de tôle isolées les unes des autres, soit par une fine couche de papier, soit par du vernis, soit simplement par leur couche d'oxydation naturelle. C'est la solution adoptée dans la construction de nombreux types de transformateurs.

Au passage, signalons également l'emploi, pour la construction des transformateurs devant fonctionner à des fréquences élevées, de circuits magnétiques en poudre de fer aggloméré (ferrite dite ferroxcube). Ces ferrites permettent l'utilisation, non seulement aux fréquences élevées, mais aussi avec des inductions importantes ; leur haute perméabilité demeure constante avec la fréquence. En outre, du fait de leur constitution interne, il va de soi que la résistivité élevée de ces ferrites conduit à des pertes par courants de Foucault négligeables.

§ 4. – Self-induction

Considérons maintenant un circuit unique, une bobine seule traversée par un courant variable (dû à la fermeture et à l'ouverture de l'interrupteur), et intercalons un galvanomètre G (fig. IV-13).

Par coefficient de self-induction d'une bobine, ou plus couramment par self-induction, on entend la propriété de cette bobine de s'induire elle-même, c'est-à-dire de créer dans ses spires une force électromotrice d'auto-induction lorsque ladite bobine est parcourue par une intensité variable (nécessaire à la variation de flux requis).

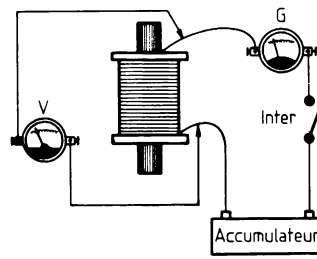


Fig. IV-13

En effet, dans le montage de la figure IV-13, fermons l'interrupteur. Nous constatons que l'aiguille du galvanomètre G, mesurant l'intensité du circuit, mettra un certain temps pour atteindre sa position d'équilibre ; ce qui indique que l'intensité ne peut pas atteindre immédiatement sa valeur normale. C'est que l'établissement du flux magnétique provoque une force électromotrice qui est de sens opposé à celle de l'accumulateur (ou de la source, en général). C'est la force électromotrice d'auto-induction ou de self-induction.

Ouvrons l'interrupteur maintenant. L'aiguille du voltmètre V, qui indiquait la tension appliquée aux bornes de la bobine, va faire un écart brusque et important vers la droite, montrant qu'une forte augmentation de tension s'est produite aux bornes de la bobine ; puis l'aiguille de V retombera rapidement à zéro, évidemment. Cette fois, la suppression du flux engendre une force électromotrice de self-induction dont le sens du courant est le même que celui de la source. Plus la rupture sera rapide, plus la tension induite sera élevée (beaucoup plus élevée que la tension induite au moment de la fermeture du circuit). Cette tension induite à la rupture se traduit d'ailleurs, outre la déviation brusque déjà indiquée du voltmètre, par une forte étincelle entre les plots de l'interrupteur. On peut faire une analogie entre cette étincelle de rupture et un coup de bélier dans une conduite d'eau lorsqu'on coupe brutalement la circulation.

L'unité de self-induction est le henry (en abrégé H). Le henry est le coefficient de self-induction d'une bobine lorsqu'une variation de 1 A de l'intensité qui la traverse en une seconde provoque une force électromotrice induite de 1 V.

Outre le henry, on utilise également les deux sous-multiples suivants :

- le millihenry (mH), soit 0,001 H ;
- et le microhenry (μH), soit 0,000 001 H.

§ 5. – Quelques applications de l'électromagnétisme

Une application courante de l'électromagnétisme est la vulgaire sonnerie électrique. Bien connue de tous, nous ne nous arrêterons pas sur son fonctionnement.

Citons aussi les électro-aimants de levage équipant certaines grues.

N'oublions pas les relais. Un faible courant est envoyé dans une bobine, laquelle attire alors une armature mobile ; cette dernière peut être chargée des fonctions les plus diverses : fermeture ou ouverture de circuit (s) à intensité élevée, inversions, commutations multiples sur de nombreux circuits, etc.

Nous arrêterons ici ces quelques rappels donnés uniquement pour fixer les idées. En fait, les applications de l'électromagnétisme sont extrêmement nombreuses et nous ne pouvons les citer toutes. D'ailleurs, dans la suite de ce cours plus spécialement consacré à la radio, nous rencontrerons encore d'autres applications de l'électromagnétisme dont, notamment, tous les circuits couplés, accordés ou non (à induction mutuelle), sans oublier les transformateurs, les écouteurs, les haut-parleurs, etc. Nous y reviendrons en temps utile ; mais c'est dire toute l'importance des paragraphes précédents.

Pour l'instant, nous allons nous occuper d'une seule application des lois de l'électromagnétisme : les instruments de mesure. Nous verrons successivement les appareils à cadre (les plus répandus actuellement) et les appareils à fer doux.

Appareils de mesure à cadre mobile

Le principe de cette catégorie d'instruments de mesure est le suivant : tout conducteur traversé par un courant électrique, placé dans un champ magnétique, est le siège d'une force (dite force de Lorentz) tendant à déplacer ce conducteur. Cette force est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique et à l'intensité électrique traversant le conducteur.

Dans un appareil de mesure, le champ magnétique est constant : il est fourni par un aimant permanent. La force de déplacement sera donc uniquement proportionnelle à l'intensité électrique traversant le conducteur. D'autre part, ledit conducteur est enroulé selon une bobine rectangulaire rotative, dite cadre ; la force de déplacement provoque donc une rotation partielle de la bobine dans l'entrefer de l'aimant, rotation proportionnelle à l'intensité parcourant cette bobine, répétons-le. La figure IV-14 donne une représentation très simplifiée d'un appareil à cadre mobile. Ce dernier est monté entre deux pivots et peut se mouvoir dans l'entrefer de l'aimant NS (aimant en fer à cheval). En l'absence de courant traversant la bobine, elle est ramenée à sa position de repos (zéro) par deux ressorts en forme de spirale ; ces ressorts servent également à la connexion électrique du cadre mobile. Autrement dit, le courant à mesurer est appliqué aux points fixes A et B.

Si l'on ne prenait pas certaines précautions spéciales appelées « amortissement » dans la construction d'un appareil à cadre mobile, au moment d'une

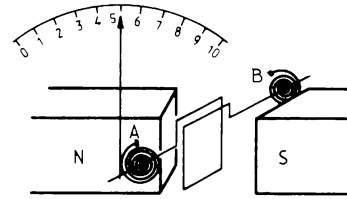


Fig. IV-14

mesure l'aiguille oscillerait longuement de part et d'autre de l'indication réelle de lecture ; ceci n'est pas sans inconvénient. Aussi le cadre est-il amorti, et ce, par un procédé électromagnétique. La bobine mobile est enroulée sur un mince cadre *en aluminium* servant de support aux spires. Mais ce cadre métallique forme en même temps une boucle fermée mobile dans un champ magnétique. Le flux traversant cette boucle est variable puisqu'elle tourne et que, par conséquent, la surface présentée au champ magnétique est variable. Aussi cette boucle est-elle le siège d'un courant induit lorsque le cadre se meut, courant induit qui engendre un champ magnétique contraire (loi de Lenz) contrecarrant les oscillations.

Appareils de mesure à fer doux

Ces instruments de mesure portent également le nom d'appareils à répulsion, du fait même de leur principe. La figure IV-15 montre, d'une façon très simplifiée, un appareil de cette catégorie. Le courant à mesurer est appliqué aux points A et B et parcourt un bobinage fixe. A l'intérieur de ce bobinage, nous avons deux plaques de fer doux, l'une fixe C, l'autre mobile D puisqu'elle est montée solidaire de l'axe de l'appareil pivotant aux points P. Lorsqu'un courant parcourt la bobine, les plaques de fer doux C et D sont magnétisées de la même façon : le pôle nord de l'une est en face du pôle nord de l'autre ; même remarque pour les pôles sud. Les plaques de fer doux se repoussent ; il y a répulsion et l'axe tourne, entraînant l'aiguille dans son mouvement de rotation.

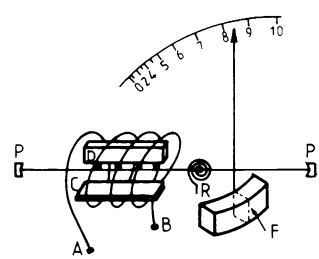


Fig. IV-15

La graduation du cadran des appareils à fer doux est toujours compressée vers le zéro et étirée à l'autre extrémité (échelle quadratique, dite aussi du second degré).

Un ressort de rappel en forme de spirale R ramène l'aiguille à zéro après une mesure.

Le dispositif d'amortissement repose, ici, sur un système pneumatique. L'axe est muni d'une plaquette d'aluminium rectangulaire qui se meut à l'intérieur d'une chambre d'air F, à la manière d'un piston dans un cylindre. La résistance de l'air freine considérablement les oscillations de l'aiguille.

Les appareils à répulsion sont moins utilisés que les appareils à cadre mobile, du moins en radio. En effet, les appareils à répulsion présentent une consommation propre assez élevée ; aussi les utilise-t-on surtout en électricité industrielle. En électronique, on emploie presque exclusivement les instruments à cadre mobile.

Mesure des courants

L'appareil destiné à la mesure des intensités porte les noms d'ampèremètre, de milliampèremètre, ou de microampèremètre, selon sa sensibilité. Pour mesurer l'intensité dans un circuit, on conçoit donc qu'il faille intercaler l'appareil en série dans ce circuit. De plus, avec un appareil à cadre mobile, il convient de respecter la polarité + et –, afin qu'il soit traversé par le courant dans le sens convenable ; voir figure IV-16.

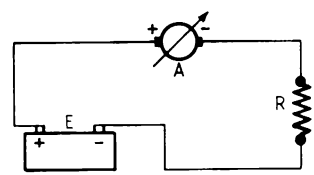


Fig. IV-16

Sans appareil de mesure, il est possible de calculer l'intensité I parcourant le circuit en divisant la tension E de la source par la valeur R de la résistance d'utilisation :

$$I = \frac{E}{R}$$

Mais supposons que l'on intercale un ampèremètre A de résistance interne propre égale à r, la résistance totale du circuit devient alors

$R + r$; et l'intensité mesurée est : $I = \frac{E}{R + r}$

L'intensité de mesure sera donc différente de l'intensité réelle passant normalement (sans instrument de mesure) dans la résistance R.

En conséquence, pour des mesures précises d'intensités, il importe que la résistance interne propre de l'ampèremètre soit aussi petite que possible et, en tous cas, négligeable par rapport à la résistance normale du circuit d'utilisation.

Il arrive fréquemment que l'on ait à mesurer une intensité supérieure à celle permise par l'ampèremètre ; exemple : mesure d'une intensité pouvant atteindre 100 mA à l'aide d'un milliampèremètre de déviation totale pour 10 mA seulement. Dans des cas semblables, on shunte l'appareil de mesure. On monte en parallèle sur ses bornes une résistance shunt Rs (fig. IV-17) de valeur telle qu'elle laisse écouler l'intensité excédentaire, soit 90 mA dans l'exemple choisi (revoir chapitre II, § 3).

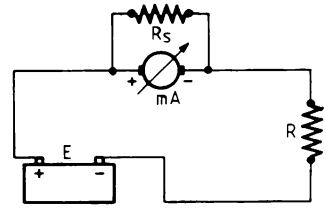


Fig. IV-17

Mesure des tensions

L'appareil destiné à la mesure des tensions porte le nom de voltmètre. Il se branche en parallèle sur la tension à mesurer.

C'est ainsi que sur la figure IV-18, nous avons un circuit composé de deux résistances, R_1 et R_2. Tandis que l'ampèremètre A, monté en série, mesure l'intensité parcourant ce circuit, le voltmètre V mesure la tension aux bornes de la résistance R_2.

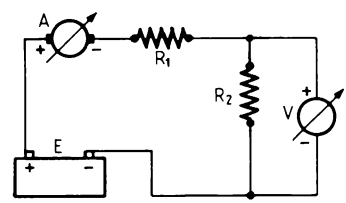


Fig. IV-18

On conçoit aisément que, si l'on ne veut pas que le branchement du voltmètre perturbe le circuit, il est nécessaire que sa résistance interne propre soit *extrêmement grande.* Pour réaliser cette condition, on emploie un appareil à cadre très sensible, un microampèremètre de déviation totale pour 500 μA par exemple, et l'on monte une ou plusieurs résistances auxiliaires en série. L'ensemble prend alors le nom de voltmètre. Eclairons notre lanterne par un exemple pratique.

Nous avons un microampèremètre de 500 μA dont la résistance propre du cadre mobile est de 400 Ω. D'après la loi d'Ohm, calculons la tension qui fera dévier entièrement l'aiguille de notre instrument :

$$E = RI = 400 \times 0{,}000\,5 = 0{,}2 \text{ V}$$

C'est évidemment peu ! Pour que l'aiguille dévie totalement pour 1 V, il nous faudra ajouter une résistance en série avec l'appareil. Calculons la résistance de l'ensemble R_1 (résistance du cadre) + R_2 (résistance série auxiliaire) ; voir figure IV-19. Nous avons :

$$R_1 + R_2 = \frac{E}{I} = \frac{1}{0{,}000\ 5} = 2\ 000\ \Omega$$

R_1 étant égale à 400 Ω, nous aurons donc :

$$R_2 = 2\ 000 - 400 = 1\ 600\ \Omega$$

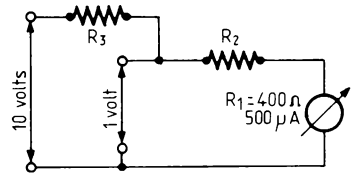


Fig. IV-19

Pour mesurer 1 V, la résistance de l'ensemble « voltmètre » était de 2 000 Ω ; c'est la caractéristique de notre réalisation. La résistance par volt d'un voltmètre est en quelque sorte un chiffre cotant la qualité de l'appareil ; cette résistance doit être la plus élevée possible. On construit industriellement des appareils présentant une résistance par volt de l'ordre de 10 000 et même 40 000 Ω, très couramment.

La résistance par volt permet en outre de calculer rapidement et d'établir d'autres échelles de lecture pour un voltmètre donné. Revenons à notre figure IV-19 et supposons que l'on veuille réaliser une échelle permettant de lire de 0 à 10 V. Il nous faudra ajouter la résistance R_3... qui devra chuter 10 – 1 = 9 V. Pour 2 000 Ω par volt, nous avons $R_3 = 2\ 000 \times 9 = 18\ 000\ \Omega$.

Travail extrêmement facile que nous pouvons poursuivre pour des échelles allant à 50, à 150, à 500 V, etc. Il suffira de faire, par ailleurs, les graduations correspondantes pour chaque échelle sur le cadran. C'est le principe des « contrôleurs universels » très répandus.

CHAPITRE V

LE COURANT ALTERNATIF

§ 1. – Production du courant alternatif

Le courant électrique dont nous nous sommes occupés jusqu'à maintenant, courant fourni par des piles ou des accumulateurs notamment, s'appelle courant continu parce qu'il circule continuellement dans le même sens, d'un pôle de la source vers l'autre pôle.

Le courant alternatif, au contraire, est un courant qui change régulièrement de sens, et ce, plusieurs fois par seconde. Comment produit-on un courant alternatif ? Nous allons l'expliquer d'une façon très simple. Entre les pôles d'un aimant NS (fig. V-1), faisons tourner un enroulement à vitesse constante ; pour la clarté du dessin, une seule spire est représentée, mais en réalité l'enroulement comporte plusieurs spires. Etant donné que cet enroulement tourne, la surface qu'il présente aux lignes de force varie. La variation des lignes de force traversant l'enroulement produit une tension et un courant induits dans ledit enroulement, qui sont prélevés au moyen de deux bagues collectrices pour l'utilisation extérieure. Le courant induit – alternatif – est

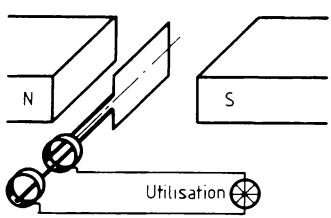


Fig. V-1

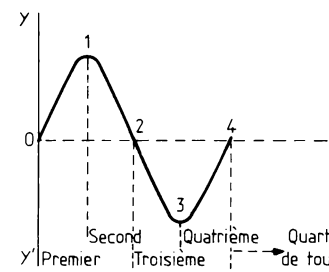


Fig. V-2

dit sinusoïdal, parce qu'il a la forme d'une sinusoïde (voir fig. V-2). Sur l'axe vertical yy' sont portées les amplitudes du courant induit (ou de la tension induite) ; sur l'axe horizontal OX, sont portés les temps. Nous avons aussi indiqué les fractions de tour – quart par quart – un tour complet engendrant la variation sinusoïdale complète représentée sur la figure V-2. Sur la figure V-1, la position de l'enroulement est celle qu'il occupe à la fin du premier quart de tour.

On devine d'ores et déjà l'importance des courants alternatifs en électromagnétisme. Reprenons notre exemple de la bobine inductrice devant induire un courant dans une autre bobine, dite bobine secondaire (fig. IV-11). Il est inutile de déplacer la bobine inductrice pour faire varier le champ magnétique ; il est également inutile de prévoir un interrupteur manuel ou automatique permettant l'arrêt ou le passage du courant inducteur primaire. Les deux bobinages peuvent être absolument fixes, couplés mutuellement : il suffit d'alimenter la bobine inductrice en courant alternatif ; le champ magnétique variera autant de fois que le courant changera de sens, et en conséquence, un courant induit dans la bobine secondaire prendra naissance et changera, lui aussi, autant de fois de sens. C'est sur ce principe que reposent les transformateurs, les circuits couplés en radio, et une foule d'autres organes.

§ 2. – Mesures en courant alternatif

La figure V-2 nous montre graphiquement la variation d'une tension alternative en fonction du temps ; nous l'avons déjà expliqué. Nous avons représenté un cycle complet 0, 1, 2, 3, 4 de cette variation ; et cette variation est périodique, c'est-à-dire qu'au point 4, la courbe va repartir comme au point 0 et avec la même forme (sinusoïde).

Le temps pendant lequel s'accomplit une variation complète, c'est-à-dire la distance 0-4 mesurée sur l'axe horizontal des temps, s'appelle la période du courant alternatif. Durant une période, nous avons donc une alternance ou phase positive 0-1-2, et une alternance ou phase négative 2-3-4. Ce qui constitue un cycle. Autrement dit, la période est la durée d'un cycle.

Le terme « phase » tel qu'il est employé ici n'est pas très correct, mais c'est une habitude prise par les électriciens que nous devions au moins mentionner. Nous reviendrons sur cette notion de phase avec plus de précision au cours du paragraphe suivant.

Le nombre de cycles par seconde s'appelle la fréquence. La fréquence d'un courant alternatif s'exprime en hertz (en abrégé : Hz). On emploie parfois improprement le terme ancien de cycles/seconde.

Les multiples couramment utilisés sont le kilohertz (kHz) qui vaut 1 000 Hz, le mégahertz (MHz) qui vaut 1 000 000 Hz, le gigahertz (GHz) qui vaut un milliard de hertz.

La figure V-3 représente le cycle complet d'une tension alternative. Nous pouvons distinguer plusieurs valeurs de la tension V :

a) La *tension maximum* V_{max} ou tension de crête ; tension mesurée par un voltmètre de crête, certains voltmètres électroniques, ou par un oscilloscope.

b) La *tension efficace* V_{eff} qui serait la tension du courant continu imaginaire de remplacement susceptible d'accomplir la même quantité de travail dans le même temps ; c'est la tension indiquée par l'aiguille d'un voltmètre ordinaire pour courant alternatif. La tension efficace est égale à la tension maximale multipliée à 0,7.

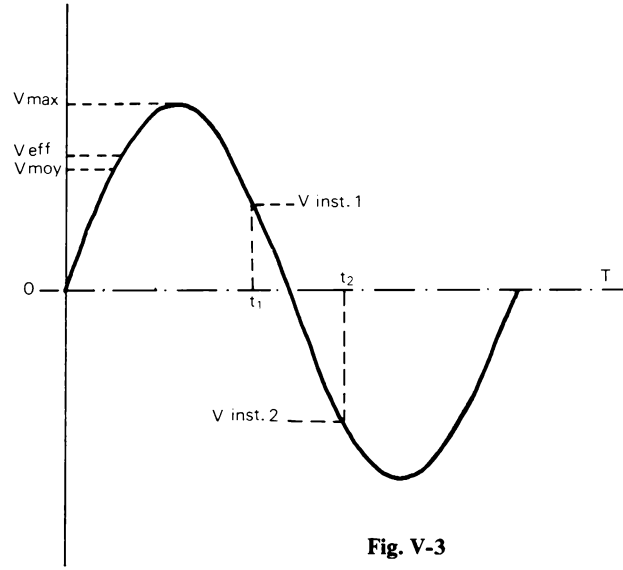


Fig. V-3

On a : $V_{eff} = V_{max} \times 0{,}7$ ou $V_{eff} = \dfrac{V_{max}}{\sqrt{2}}$

et $V_{max} = V_{eff} \times 1{,}41 = V_{eff} \sqrt{2}$.

c) La *tension moyenne* V_{moy} ; c'est une notion assez peu usitée que l'on pourrait définir comme suit : tension du courant continu théorique de remplacement qui déplacerait dans le même temps la même quantité d'électricité. La tension moyenne est égale à la tension maximale multipliée par 0,64.

On a : $V_{moy} = V_{max} \times 0{,}64$
$V_{moy} = V_{eff} \times 0{,}9$.

d) On a aussi introduit la notion de tension instantanée : V_{inst}. C'est la tension en un point quelconque donné du cycle, point déterminé par le temps. Deux exemples sont montrés sur la figure V-3 : V_{inst} 1 au temps t_1 et V_{inst} 2 au temps t_2.

Nous attirerons surtout l'attention du lecteur sur la grande différence entre la tension efficace et la tension maximum.

Exemple : La tension du secteur lue sur un voltmètre ordinaire pour courant alternatif est de 220 V. C'est la tension efficace ; c'est la tension de mesure utilisée couramment et dont tout le monde parle.

Ce qui n'empêche pas les crêtes d'atteindre 310 V environ ($V_{max} = V_{eff} \times 1{,}41$).

En ce qui concerne les intensités en courant alternatif, nous avons les mêmes valeurs que pour les tensions, c'est-à-dire intensité maximum, inten-

sité efficace, intensité moyenne (et éventuellement intensité instantanée) ; nous avons les mêmes valeurs, avec les mêmes définitions, et surtout avec les mêmes relations, à savoir :

$$I_{eff} = 0{,}7\ I_{max} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{max} = 1{,}41\ I_{eff} = I_{eff} \cdot \sqrt{2}$$

$$I_{moy} = 0{,}64\ I_{max}$$

$$I_{moy} = 0{,}9\ I_{eff}$$

Précisons bien que toutes ces relations ne sont valables que dans le cas d'un courant ou d'un signal de forme parfaitement sinusoïdale.

§ 3. – Propriétés des circuits soumis au courant alternatif

Le lecteur ne doit pas être surpris si nous nous étendons assez longuement sur les courants alternatifs ; en effet, il doit savoir tout de suite que les signaux appelés HF, MF ou BF en radio, signaux que l'on cherche à amplifier le plus possible, ne sont pas autre chose que des courants alternatifs de fréquence plus ou moins grande. Aussi bien, tout ce que nous voyons ici, tous les phénomènes et toutes les propriétés des courants alternatifs, s'appliqueront aussi aux circuits de radio ; c'est dire toute l'importance des leçons sur les courants alternatifs.

Nous avons défini précédemment ce qu'est la phase d'un courant alternatif. On dit que deux courants alternatifs sont en phase lorsque leurs valeurs maxima (ou leurs valeurs « zéro ») se produisent au même instant. Ceci est représenté graphiquement sur la figure V-4 par les courbes A et B. Ces courbes peuvent représenter, soit deux courants alternatifs, soit deux tensions alternatives, soit enfin une tension et un courant alternatifs.

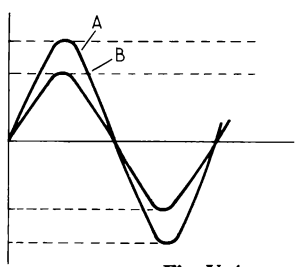


Fig. V-4

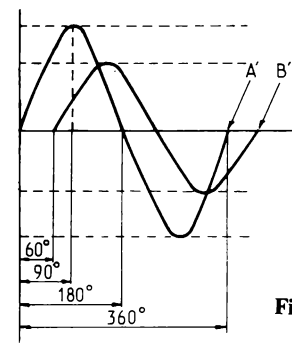


Fig. V-5

Lorsque les valeurs « zéro » (par exemple) ne se produisent pas au même instant, on dit qu'il y a *déphasage*. Ce phénomène est représenté sur la figure V-5 avec les courbes A' et B' qui, comme précédemment, peuvent être des courants, ou des tensions, ou une tension et un courant alternatifs.

Un cycle complet correspond à un tour complet du générateur qui l'a produit, c'est-à-dire à 360°. Il vient donc immédiatement à l'esprit d'exprimer un déphasage en degrés. C'est ainsi que sur notre figure V-5, la courbe B' est déphasée de 60° en retard par rapport à la courbe A'. Lorsque le déphasage atteint exactement 180°, on dit qu'il y a opposition de phase.

Toutes les relations de la loi d'Ohm et toutes celles qui en découlent, vues en courant continu, restent valables en courant alternatif, à condition que les résistances des circuits soient des *résistances pures ;* nous allons voir dans un instant ce que cela signifie. A cette condition, toutes les formules relatives à la tension, à l'intensité, à la puissance, et à la résistance, formules vues au cours des chapitres I et II, restent applicables. Nous ne les répéterons donc pas ici, mais nous préciserons cependant que tension et intensité doivent être exprimées ici en valeurs efficaces. La loi d'Ohm en courant alternatif s'écrit donc :

$$E_{eff} = R\ I_{eff}$$

R étant une résistance pure, comme nous l'avons dit, c'est-à-dire une résistance se comportant uniquement comme une... résistance et ne présentant aucun coefficient de self-induction. Une résistance pure s'appelle aussi résistance non inductive (ou, en termes impropres, résistance non selfique !). Pratiquement, et en conséquence, on conçoit qu'une résistance au carbone aggloméré puisse être considérée comme une résistance pure, alors qu'une résistance bobinée ne l'est pas.

Lorsqu'on raccorde une bobine à une source de tension alternative, le courant qui s'écoule dans le circuit ainsi réalisé dépend de la résistance ohmique de la bobine (résistance mesurée en courant continu) et de l'effet inductif de ladite bobine qui s'oppose à la variation de courant (courant alternatif). La résistance globale offerte par une bobine au passage du courant alternatif s'appelle *réactance.*

Avant d'aborder les formules simples se rapportant à cette partie, il convient d'apprendre la définition du terme *pulsation,* couramment utilisé en courant alternatif. La pulsation qui se représente dans les formules par ω (oméga minuscule) n'est autre que la fréquence exprimée en hertz multipliée par 2π (c'est-à-dire 6,28 environ) ; la pulsation s'exprime en radians/seconde.

On écrit : $\omega = 2\pi F$.

Toute variation périodique sinusoïdale est donc de forme :

$$\sin (\omega t + \varphi)$$

ou, si l'on préfère, en prenant par exemple une tension E :

$$E = E_{max} \sin (\omega t + \varphi)$$

φ précise la *phase,* car c'est la valeur de l'angle de déphasage de la courbe considérée par rapport à un point pris comme référence ou comme origine, angle qui peut être positif, nul ou négatif.

t indique le temps considéré, c'est-à-dire le point d'examen pris sur l'axe des temps.

C'est ainsi que dans le cas de la figure V-4, où les deux courbes sont en phase, l'angle φ est évidemment nul.

L'avance ou le retard de phase s'exprime par :

$$\theta = \frac{\varphi}{\omega}$$

θ étant l'espace de temps du décalage des deux courbes, d'où on tire :

$$\varphi = \theta \times \omega$$

Cas des courants non sinusoïdaux

Un courant peut être alternatif, sans pour autant être sinusoïdal. Le courant peut être d'origine sinusoïdale, mais avoir été déformé volontairement ou involontairement. Ou bien, le courant peut être de fréquence fondamentale sinusoïdale, mais être porteur d'*harmoniques* de rangs plus ou moins élevés (harmoniques 2, 3, 4, 5, etc.) avec des amplitudes plus ou moins importantes selon le rang, etc.

Mais le *théorème de Fourier* nous dit qu'une fonction périodique quelconque du temps (soit i, de fréquence f) peut toujours être considérée comme la somme d'un terme constant I_o (éventuellement nul) et de fonctions sinusoïdales dont les pulsations sont des multiples entiers de $\omega = 2\pi f$.

Cela s'écrit :

$$i = I_o + I_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \varphi_2)$$
$$+ \ldots + I_{km} \sin(k\omega t + \varphi_k) + \ldots$$

Le terme de fréquence f est donc dit fondamental ; ceux de fréquence kf sont les harmoniques de rang k (ou d'ordre k).

Graphiquement, cela est illustré sur la figure V-6 où nous voyons, en A, le signal résultant de la combinaison d'une fondamentale et de son harmonique 2 ; et, en B, le signal résultant de la combinaison d'une fondamentale et de son harmonique 3 (fondamentale et harmonique étant sans décalage de phase). Il va de soi que beaucoup d'autres combinaisons plus ou moins complexes peuvent encore être rencontrées.

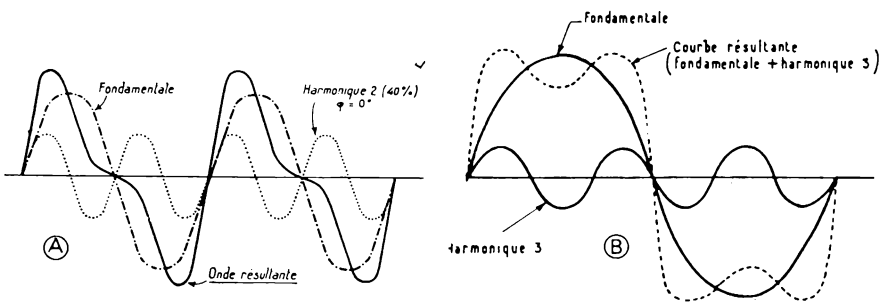


Fig. V-6

C'est ainsi qu'un signal alternatif *rectangulaire* de fréquence f peut être considéré comme étant composé d'un signal sinusoïdal de fréquence f (fondamentale) auquel on aurait ajouté toutes les fréquences sinusoïdales 2 f + 3 f + 4 f + 5 f +... n f (harmoniques) ; cela est surtout vrai, pour la formation du signal rectangulaire, avec les harmoniques impaires (3 f, 5 f, etc.).

Cette interprétation est intéressante, notamment dans le cas de l'analyse des amplificateurs BF à haute-fidélité (à l'aide d'un générateur BF à signaux rectangulaires et d'un oscilloscope) : l'analyse peut se faire sur une seule fréquence – par exemple 1 000 Hz – et renseigne immédiatement sur le comportement de l'amplificateur, sa largeur de bande, sa réponse, tout au long du registre sonore (à condition évidemment de bien savoir interpréter l'oscillogramme obtenu). Disons simplement ici que les parties horizontales du signal rectangulaire reproduit sur l'écran de l'oscilloscope renseignent sur le comportement de l'amplificateur aux fréquences basses, et les flancs, sur son comportement aux fréquences élevées.

●

Revenons à notre bobine traversée par un courant alternatif sinusoïdal.

Si la résistance ohmique de la bobine est nulle ou négligeable, la réactance est égale à :

$$X_l = L\omega$$

La réactance X_l s'exprime en ohms et s'appelle aussi *inductance ;* on a L, coefficient de self-induction de la bobine en henrys ; ω, pulsation comme définie précédemment.

Une résistance parfaitement pure ne produit aucun déphasage de la courbe des intensités par rapport à la courbe des tensions.

Par contre, une bobine parfaite – bobine idéale pratiquement inexistante – décalerait la courbe des intensités de 1/4 de cycle en retard par rapport à la courbe des tensions (déphasage de 90°).

Lorsque la résistance ohmique R du bobinage n'est pas nulle, elle intervient dans le calcul de la réactance qui devient alors :

$$X_l = \sqrt{L^2\omega^2 + R^2}$$

X_l, réactance en ohms, prenant ici également le nom d'*impédance ;*
L et ω, comme précédemment ;
R, résistance ohmique de l'enroulement en ohms, mesurée en courant continu.

En résumé, la fameuse relation E = R I du courant continu, devient en courant alternatif :

a) Dans le cas d'une résistance pure :

$$E_{eff} = R\ I_{eff}$$

b) Dans le cas d'un bobinage de résistance négligeable :

$$E_{eff} = L\ \omega\ I_{eff}$$

c) Dans le cas d'un bobinage de résistance non négligeable ou, évidemment, d'un bobinage en série avec une résistance :

$$E_{eff} = I_{eff} \sqrt{L^2\omega^2 + R^2}$$

Nous examinerons le comportement d'un circuit soumis au courant alternatif et comportant un condensateur, lorsque nous étudierons ces organes.

En courant alternatif, le calcul des puissances s'effectue de la façon suivante :

$$P_{va} = E_{eff}\, I_{eff}$$

La puissance P_{va} s'appelle puissance apparente et s'exprime en voltampères.

Cette puissance devient puissance réelle et s'exprime en watts si la courbe des I est en phase avec la courbe des E (ce qui est assez rare).

Pour calculer la puissance réelle en watts, lorsque E et I ne sont pas en phase, il faut appliquer la formule :

$$P_w = E_{eff}\, I_{eff} \cos \varphi$$

dans laquelle cos φ est le cosinus de l'angle φ du déphasage entre E et I.

§ 4. – Induction mutuelle et coefficient de self-induction

Nous avons déjà parlé de l'induction mutuelle entre deux bobinages au cours du chapitre IV. Nous revenons ici sur cette question, et nous aurons d'ailleurs l'occasion d'y revenir souvent dans ce cours.

On sait que lorsque l'on place une bobine dans le champ magnétique d'une autre, nous sommes en présence de bobines couplées. Du fait de ce couplage, tout courant variable passant dans la première bobine induit un autre courant dans la seconde. Ce phénomène, d'ailleurs parfaitement reversible, s'appelle induction mutuelle.

En courant continu, nous nous souvenons que le courant inducteur est rendu variable par fermetures et ouvertures successives du circuit. En courant alternatif, il n'y a plus de coupures ! Nous disposons d'un courant essentiellement variable, puisqu'il passe par son maximum, puis s'annule, s'inverse, etc. plusieurs fois par seconde.

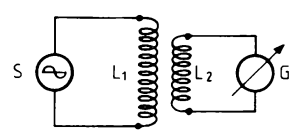


Fig. V-7

Voyons cela pratiquement, figure V-7. Soit la bobine L_2 (secondaire) couplée à la bobine L_1 (primaire) ; cette dernière est alimentée par une source S de courant alternatif. On notera, au passage, la représentation schématique normalisée d'une source de courant alternatif. Le courant induit dans L_2, de forme alternative également, est mis en évidence par l'appareil de mesure G.

Ce courant induit existera aussi longtemps que la bobine L_1 sera connectée et alimentée par la source S.

Ce courant induit sera d'autant plus élevé que la bobine L_2 sera traversée par un plus grand nombre de lignes de force issues de la bobine L_1, d'où l'intérêt, très souvent, d'utiliser un noyau magnétique. La tension induite sera également d'autant plus grande que le coefficient de self-induction de la bobine secondaire sera plus élevé d'une part, et que, d'autre part, la variation du courant alternatif inducteur (primaire) s'effectuera dans un temps plus court, autrement dit que la fréquence de ce courant sera plus élevée.

Le couplage entre deux bobines est fonction de la distance entre elles et également de leur position respective. Le couplage est maximum lorsque la distance est faible, et lorsque les axes de chaque bobine sont parallèles, et même se confondent. Le couplage devient minimum en augmentant la distance entre les deux bobines et en plaçant les axes des bobines perpendiculaires l'un à l'autre, dans le même plan.

Supposons que l'on ait, sur la bobine B parcourue par un courant I, une spire S enroulée directement sur le fil de B, mais isolée électriquement de ce fil (fig. V-8, à gauche). Elle est traversée par le flux Φ créé par la bobine B ; ce sont les variations de ce flux qui produisent les phénomènes d'induction dans cette spire unique. Au lieu d'une spire, plaçons autour de B une seconde bobine B' présentant un total de N' spires (fig. V-8, à droite). Le même flux Φ, produit par B dû au courant I, va induire chacune des spires de B' ; le flux qui produit l'induction dans B' est donc $N'\Phi$, et nous l'appellerons Φ_2. Tout se passe, en fait, comme si B' était réduit à une seule spire, et le flux d'induction porté à $N'\Phi$.

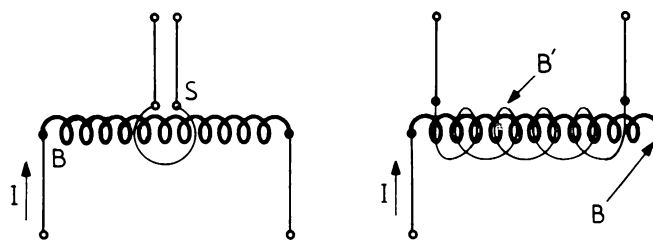


Fig. V-8

Nous avons :

$$M = \frac{\Phi_2}{I}$$

M étant le coefficient d'induction mutuelle des deux circuits considérés. Ce coefficient M peut être positif ou négatif suivant les sens respectifs des enroulements B et B', le sens des connexions et les positions relatives des bobines.

Passons maintenant aux phénomènes de self-induction. Considérons une des spires de la bobine B prise seule. Cette spire est traversée par le flux Φ, et si Φ varie, il va se produire dans cette spire un courant auto-induit appelé

courant de self-induction (autrement dit, une induction du courant sur lui-même). En supposant que le flux conserve sa valeur tout le long de la bobine, il va se produire une self-induction dans les N spires de cette bobine. Le flux de self-induction sera donc $N\Phi$, soit Φ_1.

Nous avons :

$$L = \frac{\Phi_1}{I}$$

L s'appelle le coefficient de self-induction de la bobine considérée ; ce coefficient est toujours positif. Revoir également le paragraphe 4 du précédent chapitre.

Dans le système MKSA, Φ s'exprime en webers, I en ampères, L et M en henrys.

Le henry est donc l'unité de coefficient de self-induction (on dit aussi *inductance*) ainsi que l'unité d'induction mutuelle. Le henry correspond à une tension induite de 1 volt provoquée par une variation de 1 ampère du courant inducteur dans la bobine primaire (induction mutuelle). On peut dire aussi que 1 henry est l'inductance d'un circuit dans lequel une variation de courant de 1 ampère produit une force électromotrice d'induction propre de 1 volt (self-induction). Enfin, il est encore possible de dire que l'inductance d'une bobine est de 1 henry lorsqu'un courant de 1 ampère produit dans cette bobine un flux de 1 weber.

Rappelons que pour les bobinages de radio, on utilise fréquemment les deux sous-multiples suivants :

Le millihenry (mH) ; soit 0,001 H ;

Le microhenry (μH) ; soit 0,000 001 H.

Le coefficient de self-induction total de deux bobines montées en série, mais non couplées (fig. V-9), est égal à la somme des coefficients de self-induction :

$$L = L_1 + L_2$$

La figure V-10 montre deux bobinages de coefficients de self-induction respectifs L_1 et L_2, connectés en série et couplés l'un à l'autre (induction

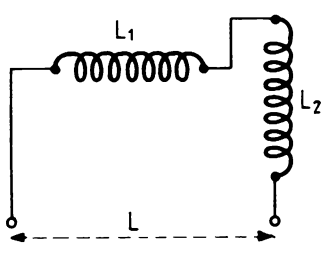


Fig. V-9

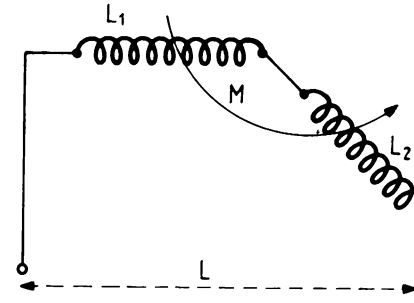


Fig. V-10

mutuelle M représentée par la flèche). Dans ce cas, le coefficient de self-induction total résultant L est :

$$L = L_1 + L_2 + 2M$$

si le couplage est positif, c'est-à-dire si les deux bobines sont enroulées dans le même sens ;

ou $L = L_1 + L_2 - 2M$

si le couplage est négatif, c'est-à-dire si les deux bobines sont enroulées en sens inverse.

§ 5. – Transformateurs

Nous n'entrerons pas ici dans la technique complète du transformateur, ou des divers transformateurs existants. Nous aurons d'ailleurs l'occasion d'en reparler souvent. Mais il nous faut dire que le transformateur est une des principales applications de l'induction mutuelle, pour ne pas dire la plus importante.

Le transformateur est un organe permettant de... transformer une tension alternative donnée en une autre, de même fréquence, mais de tension différente (plus élevée ou plus faible). La figure V-11 montre la représentation schématique normalisée d'un transformateur d'alimentation Tr (primaire P ; secondaire S ; tension appliquée au primaire E_p ; tension disponible au secondaire E_s).

Le rapport entre les tensions primaire et secondaire, ou rapport de transformation, est égal au rapport des nombres de tours N_p et N_s du primaire et du secondaire.

Nous avons :

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{N_p}{N_s}$$

Il est possible de compléter cette relation en mentionnant les intensités primaire et secondaire ; mais celles-ci sont inversement proportionnelles aux tensions. Ce qui signifie que plus la tension disponible au secondaire sera faible, plus on pourra disposer d'une intensité élevée... et inversement. Sous forme de formule, cela s'écrit :

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{E_p}{E_s} = \frac{I_s}{I_p}$$

Ceci est très important dans l'établissement d'un transformateur, notamment pour la détermination des fils constituant les enroulements primaire et secondaire (section du fil : on admet 2 à 3 ampères environ par millimètre carré).

La figure V-11 représente un transformateur simple du type abaisseur de tension.

Bien souvent, on a besoin de transformateurs délivrant diverses tensions secondaires ; c'est le cas du modèle schématisé sur la figure V-12 et qui

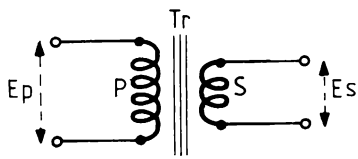


Fig. V-11

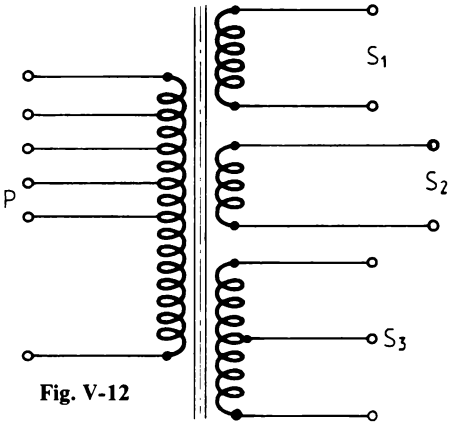


Fig. V-12

comporte trois enroulements secondaires. Par ailleurs, le primaire comporte diverses prises correspondant à diverses tensions possibles du réseau d'alimentation. Bien entendu, le primaire doit être établi pour une puissance égale à la somme des puissances susceptibles d'être demandées aux divers secondaires ; même remarque en ce qui concerne la section du noyau magnétique (cette section doit être d'autant plus importante que la puissance demandée au transformateur est grande).

Quant à la constitution et à la nature des circuits magnétiques utilisés dans la fabrication des transformateurs, nous allons y revenir au cours du paragraphe suivant.

§ 6. – Pertes en courant alternatif

Les pertes en courant alternatif peuvent se classer en trois catégories principales :

a) Les pertes par résistance ohmique dans le fil.
b) Les pertes par effet pelliculaire.
c) Les pertes par courants de Foucault.

Reprenons cet examen avec un peu plus de détails.

a) Les pertes par résistance ohmique dans le fil sont évidemment les mêmes que celles qui se manifestent en courant continu. Si l'on utilise du fil de section insuffisante, il tendra à s'échauffer et la perte d'énergie est égale à $R \times I_{eff}^2$.

b) Les pertes par effet pelliculaire, ainsi que les suivantes d'ailleurs, sont typiquement dues au courant alternatif. On a remarqué que dans un conducteur parcouru par du courant alternatif, ce dernier circule davantage à la surface du conducteur qu'en son milieu. Cet inconvénient est d'autant plus marqué que la fréquence du courant est importante. Il en découle que la

section effective du fil transportant le courant électrique est plus petite que la section mesurée ; la résistance augmentant, on retrouve une autre perte d'énergie venant s'ajouter à la précédente.

Lorsque la fréquence est très élevée (circuits de radio), on réduit ces pertes en employant du *fil divisé* pour la confection des bobinages. En effet, pour accroître la surface d'un conducteur, il faut augmenter son diamètre ; mais cela conduit à la confection de bobines trop volumineuses si elles comportent un nombre de spires élevé. On utilise donc de préférence du fil divisé constitué par un grand nombre de brins toronnés et isolés les uns des autres. On obtient ainsi une augmentation importante de la surface conductrice pour un même diamètre du fil constituant le bobinage.

Bien entendu, lorsqu'on soude du fil divisé, à l'entrée et à la sortie d'une bobine, on doit décaper tous les brins et les souder tous ensemble ; dans le cas contraire, le remède proposé serait pire que le mal !

c) Tout courant alternatif traversant une bobine donne naissance à un champ magnétique variable ; en conséquence, tout corps conducteur de l'électricité placé dans ce champ variable sera le siège de courants induits ; ce sont les courants de Foucault.

C'est ainsi que si un bobinage comporte un noyau de fer, ce dernier sera le siège de courants de Foucault... et c'est autant d'énergie gaspillée (voir chapitre IV, § 3).

Pour réduire au minimum ces courants de Foucault, les noyaux magnétiques des transformateurs ou des bobines traversés par des courants de fréquences peu élevées, sont constitués par des plaques métalliques empilées, grossièrement isolées les unes des autres, soit par une couche de papier mince, soit par leur couche d'oxydation naturelle.

Ce sujet a déjà été étudié au cours du paragraphe 3 du chapitre IV. Naturellement, on a cherché par divers moyens à diminuer les pertes dans les circuits magnétiques des transformateurs ; c'est ainsi que l'emploi de tôles en acier au silicium a permis d'accroître le rendement. Présentement, pour la fabrication des transformateurs, on utilise de plus en plus des tôles magnétiques dites à cristaux orientés, et laminées à froid. Il s'agit d'une variété de tôles au silicium auxquelles un traitement spécial a donné une structure cristalline apportant des qualités exceptionnelles. Très simplement, disons que le mono-cristal contenu dans le fer est cubique, et l'on a constaté que sa perméabilité varie suivant l'orientation des arêtes par rapport à la direction du laminage ; pour l'une d'entre elles, la saturation n'intervient que pour une valeur bien plus élevée du champ magnétisant ; les pertes à vide sont également plus faibles qu'avec des tôles normales.

La production industrielle de ces tôles au silicium à « grains » orientés a rencontré de sérieuses difficultés. Le procédé généralement exploité consiste à laminer la tôle à froid plusieurs fois en effectuant un recuit entre chaque laminage, de façon à obtenir l'orientation des cristaux élémentaires ou « grains » dans le sens longitudinal du laminage.

Avec ce genre de tôles, les pertes à vide sont faibles, nous l'avons dit. En outre, leur grande perméabilité permet d'admettre pour le calcul des transfor-

mateurs des inductions dans le noyau élevées, d'où diminution du nombre de tours par volt des enroulements et réduction de la chute de tension en charge.

Aux fréquences élevées, rappelons que les transformateurs sont généralement réalisés sur des circuits magnétiques en ferrite (ferroxcube) : haute perméabilité constante avec la fréquence, induction importante, pertes négligeables par courants de Foucault.

Pour les bobinages parcourus par des courants de fréquences très élevées (circuits de radio), et si ces bobinages comportent un noyau magnétique, ce dernier est constitué par du fer pulvérisé aggloméré par un liant quelconque (ferrite). On notera, en passant, qu'en radio, ces noyaux de fer pulvérisé aggloméré sont souvent réglables. Ils se vissent plus ou moins dans la bobine, ce qui permet de faire varier le coefficient de self-induction, et en conséquence d'accorder le circuit.

CHAPITRE VI

LES CONDENSATEURS

Au cours du chapitre précédent, nous avons étudié les propriétés de certains circuits traversés par un courant alternatif, circuits comportant une résistance et un bobinage, ces deux éléments pouvant être, ou non, associés. Mais il se trouve que de nombreux circuits comportent, en outre, un condensateur ; il nous faudra donc également étudier les propriétés de tels circuits traversés par un courant alternatif. Toutefois auparavant, il est indispensable de bien savoir ce qu'est un condensateur, d'en connaître les divers types et leurs propriétés.

§ 1. – Propriétés des condensateurs

Tout condensateur est formé de deux armatures métalliques de forme quelconque (selon le type de condensateur), armatures placées en regard l'une de l'autre. Entre celles-ci se trouve un isolant appelé « diélectrique » pouvant être du papier, du mica, de la céramique ou de l'air (également, selon le type de condensateur).

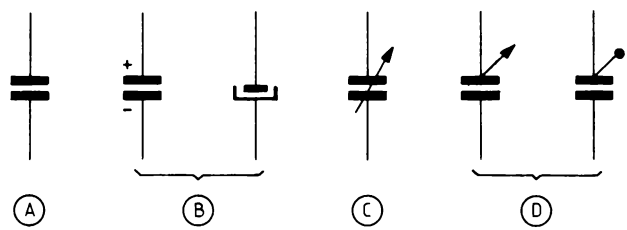


Fig. VI-1

La représentation schématique normalisée d'un condensateur, quel qu'il soit, est montrée sur la figure VI-1A. S'il s'agit d'un condensateur électrochimique, dont nous reparlerons plus loin, on adopte l'une des deux représentations indiquées en B. Dans le cas d'un condensateur variable, nous avons une flèche transversale en supplément (C). Enfin, pour un condensateur ajustable (réglage au moyen d'un tournevis), la flèche est plus courte et ne traverse pas les deux armatures (D) ; cela peut être aussi un petit trait terminé par un point.

Si l'on soumet un condensateur C à une source de courant continu S (fig. VI-2-A), l'intensité dans le circuit, indiquée par le milliampèremètre mA, passe brutalement de zéro à un certain maximum, puis retombe à zéro. Une certaine quantité d'électricité s'est accumulée dans le condensateur ; on

dit que le condensateur est chargé. Voilà pourquoi l'une des caractéristiques essentielles d'un condensateur porte le nom de *capacité*. Plus cette capacité est importante, plus la quantité d'électricité emmagasinée est grande. Cette quantité d'électricité est également proportionnelle à la tension U de la charge.

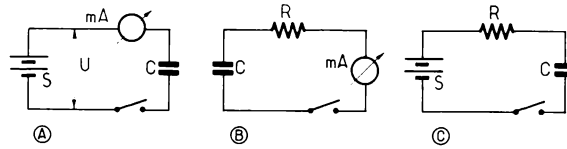


Fig. VI-2

Tout ceci est représenté par la formule :

$$Q = C\,U$$

dans laquelle nous avons :

Q = quantité d'électricité exprimée en coulombs ;
U = tension de charge en volts ;
C = capacité du condensateur en farads.

La charge du condensateur C est d'ailleurs bien mise en évidence par notre deuxième expérience. Enlevons notre condensateur du circuit de charge et plaçons-le aux bornes d'un autre circuit composé d'un milliampèremètre mA et d'une résistance R (fig. VI-2-B). La quantité d'électricité emmagasinée dans le condensateur C va s'écouler dans ce nouveau circuit : en effet, l'aiguille du milliampèremètre monte brusquement à une certaine valeur, à l'instant où l'on relie le condensateur ; puis, l'aiguille retombe lentement à zéro... jusqu'à ce que le condensateur soit complètement déchargé, c'est-à-dire qu'il ne contienne plus d'électricité. La résistance R est uniquement intercalée pour éviter une décharge brusque : le temps de décharge est plus long et nous avons la faculté de voir retomber l'aiguille du milliampèremètre lentement à zéro.

L'énergie T (exprimée en joules) emmagasinée dans un condensateur chargé est :

$$T = 1/2\ CU^2$$

(avec C en farads et U en volts).

Une notion importante à préciser est la constante de temps (ou produit C × R). Réalisons l'expérience représentée en C sur la figure VI-2, c'est-à-dire chargeons le condensateur par l'intermédiaire d'une résistance R intercalée en série. Au bout du temps t (en secondes) défini par la relation :

$$t = C\,R$$

(avec C en farads et R en ohms), la charge du condensateur C aura atteint les 63 % de la charge totale.

Le produit C × R est appelé *constante de temps* du groupement C et R (en supposant que la résistance interne de la source S est négligeable et que l'ensemble du circuit est sans coefficient de self-induction).

Naturellement, la notion de constante de temps peut s'appliquer aussi au cas de la décharge d'un condensateur (expérience B). On considère alors qu'au bout du temps C × R, la charge du condensateur n'est plus que les 37 % de la charge initiale.

Il convient de bien se souvenir des deux remarques suivantes :

– Cette notion de constante de temps s'applique au circuit composé de C et de R (et non pas au condensateur seul...).

– Bien que nous ayons utilisé une tension continue lors de la charge du condensateur C par l'intermédiaire de la résistance pour définir la constante de temps du circuit, on peut également rencontrer de tels circuits R C soumis à des tensions alternatives avec lesquelles la constante de temps est tout aussi importante à connaître (selon la fonction du circuit).

●

Nous avons donc vu que l'unité de capacité est le farad (abrégé F). Cette unité, appliquée dans la formule précédemment citée, se montre pratiquement beaucoup trop grande. Aussi utilise-t-on les sous-multiples du farad :

a) Le microfarad, qui est le millionième du farad ; en abrégé : μF ;

b) Le micro-microfarad ou picofarad, qui est le millionième du microfarad ; en abrégé $\mu\mu$F ou pF.

On emploie aussi le nanofarad qui vaut 1 000 pF, en abrégé : nF.

La capacité d'un condensateur dépend des caractéristiques de sa fabrication. Elle augmente avec la surface des armatures ; elle diminue avec l'écartement des armatures. Enfin, elle dépend du genre de diélectrique intercalé entre les armatures. A ce dernier point de vue, un diélectrique est caractérisé par sa constante spécifique. La *constante spécifique* d'un diélectrique est un chiffre qui donne le nombre de fois que la capacité d'un condensateur donné augmente, lorsqu'on utilise ce diélectrique en lieu et place de l'air.

Une autre caractéristique importante d'une substance diélectrique est sa tension de rupture ou tension de claquage pour une épaisseur donnée. En effet, si un condensateur est fabriqué avec un diélectrique pouvant supporter 200 V seulement, il ne faudrait pas le placer dans un circuit où il serait soumis à 500 V par exemple. Sinon, le diélectrique se rompt, une étincelle le traverse et le perce ; le condensateur est en court-circuit... on dit qu'il est claqué.

Un mot, enfin, sur les courants de fuite internes des condensateurs. Revenons à notre figure VI-2.

Avec un condensateur C idéalement parfait, il pourrait s'écouler un temps indéterminé entre les expériences A et B, c'est-à-dire lorsque le condensateur est chargé jusqu'au moment où on le décharge. En réalité, si l'on attend trop longtemps (plusieurs heures par exemple), l'expérience B risque fort de ne rien démontrer du tout ! Mais où sera alors passée la charge du condensateur ? Elle se sera tout simplement écoulée à travers le diélectrique ; ce sont les courants de fuite internes. Il est très difficile d'arriver à un isolement diélectrique parfait, c'est-à-dire à une résistance d'isolement infinie. Toute

substance présente une résistance d'isolement, certes plus ou moins grande, mais réelle néanmoins. En conséquence, plus la résistance d'isolement de la substance constituant le diélectrique d'un condensateur sera importante, plus les courants de fuite internes seront faibles, et plus grande sera la qualité du condensateur.

En résumé, un condensateur se caractérise par sa capacité et par sa tension de service, c'est-à-dire la tension maximum à laquelle il peut être soumis en utilisation permanente, sans risque de claquage (de court-circuit) du diélectrique. Exemple : 10 μF/12 V.

Parfois, on note sur le condensateur deux valeurs de tension. Exemple : 0,1 μF/500 V-1 500 V. La première tension est toujours la tension de service, comme définie ci-dessus ; la seconde correspond à une tension d'essai, brève, généralement trois fois plus importante que la tension de service.

§ 2. – Groupement des condensateurs

1° Condensateurs en parallèle (fig. VI-3) :

La capacité résultante C_r du groupement est égale à la somme des diverses capacités.

Cela s'écrit :

$$C_r = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 \ldots$$

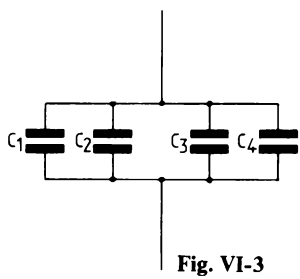


Fig. VI-3

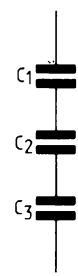


Fig. VI-4

2° Condensateurs en série (fig. VI-4) :

L'inverse de la capacité résultante du groupement est égal à la somme des inverses des diverses capacités.

Cela s'écrit :

$$\frac{1}{C_r} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \ldots$$

Connaissant $1/C_r$, il est alors facile de calculer la capacité résultante C_r.

Dans le cas particulier de deux condensateurs en série seulement, nous pouvons appliquer la formule :

$$C_r = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

3° Groupements mixtes (série et parallèle) :

Un très grand nombre de groupements mixtes sont possibles. Dans tous les cas, il faut procéder par étapes successives en décomposant le groupement total en groupements partiels.

Un exemple est donné par la figure VI-5.

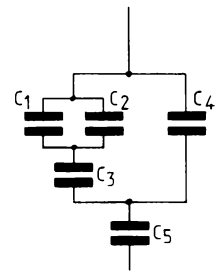


Fig. VI-5

Calculons la capacité résistante C_{r1} du groupement C_1 et C_2 :

$$C_{r1} = C_1 + C_2.$$

Ensuite, cherchons la capacité résultante C_{r2} du groupement série C_{r1} et C_3 :

$$C_{r2} = \frac{C_{r1}\, C_3}{C_{r1} + C_3}$$

Capacité résultante C_{r3} de C_{r2} et C_4 :

$$C_{r3} = C_{r2} + C_4.$$

Enfin, capacité résultante C_r de l'ensemble du groupement mixte (soit, en définitive, C_{r3} en série avec C_5) :

$$C_r = \frac{C_{r3}\, C_5}{C_{r3} + C_5}$$

§ 3. – Différents types de condensateurs

On sait que la capacité d'un condensateur dépend, entre autres facteurs, de la surface des armatures en regard. Dans les *condensateurs variables,* où la capacité doit être... variable, c'est précisément sur la surface des armatures en regard que l'on agit. On dispose de lames fixes régulièrement espacées, entre lesquelles des lames mobiles viennent plus ou moins s'engager (un demi-tour). Les lames mobiles constituant une armature ne doivent pas toucher les lames fixes constituant l'autre armature. Le diélectrique est l'air.

Dans certains condensateurs variables, le diélectrique est constitué par des feuilles minces de bakélite ou autre isolant en matière plastique : même capacité pour un encombrement beaucoup plus réduit du fait de la constante spécifique du diélectrique en bakélite, mais qualité inférieure.

Dans un montage, ce sont les lames mobiles non isolées du bâti du condensateur qui doivent être reliées à la masse.

La *capacité maximum* caractérisant un condensateur variable est obtenue lorsque les lames mobiles sont entièrement engagées à l'intérieur des lames fixes. Au contraire, la capacité minimum est obtenue en dégageant complètement les lames mobiles à l'extérieur. Capacité minimum ne veut pas dire nulle ; en effet, il existe toujours une certaine capacité, bien que minimale, du fait de la proximité des lames fixes et mobiles. C'est la *capacité résiduelle.*

Passons maintenant aux condensateurs fixes. Voyons d'abord les *condensateurs au papier.* Ils sont constitués par des feuilles d'aluminium très minces entre lesquelles on intercale une couche de papier paraffiné.

Les fabrications récentes des condensateurs fixes sont de plus en plus miniaturisées, on le sait, même pour des capacités relativement importantes. L'effort s'est porté sur les diélectriques pour lesquels on utilise les matières suivantes : papier métallisé, papier plastique imprégné à l'araldite, papier pyralène, polyester métallisé, polycarbonate métallisé, mylar et autres diélectriques complexes (constante spécifique élevée et tension de claquage importante sous de très faibles épaisseurs).

Les *condensateurs au mica* comportent un diélectrique fait de feuilles minces de mica dont une face est recouverte d'argent. La capacité du condensateur dépend du nombre de feuilles de mica argenté et de leur surface. Ensuite, le condensateur ainsi formé est enrobé dans un aggloméré ou une cire spéciale de haute qualité, afin de le soustraire aux agents atmosphériques (humidité, notamment).

Les *condensateurs-céramiques* sont des organes de haute qualité et d'encombrement restreint. Ils se composent d'un cylindre creux en céramique ; l'intérieur et l'extérieur sont argentés, ce qui constitue les deux armatures. L'ensemble est ensuite recouvert d'une laque de protection contre l'humidité. Outre les condensateurs céramiques tubulaires, il existe d'autres types appelés boutons, disques, plaquettes, assiettes, etc., dont la terminologie est suffisamment explicite pour déterminer à nos yeux la forme de ces condensateurs, le principe restant le même.

Rappelons que le détail des codes des couleurs, utilisés pour le marquage des valeurs des condensateurs fixes, a fait l'objet du § 6 du chapitre II (codes normalisés employés actuellement).

Les *condensateurs électrochimiques* ou électrolytiques reposent sur le principe de fabrication suivant : des bandes de papier imbibées d'une solution acide sont enroulées entre des bandes d'aluminium mince. Une bande d'aluminium est recouverte d'oxyde ; l'autre bande, au contraire, est traitée de façon à ce qu'elle ne s'oxyde pas. C'est l'oxyde d'aluminium qui constitue le diélectrique ; cette pellicule étant extrêmement mince, les deux armatures du condensateur se trouvent très rapprochées..., d'où possibilité de réaliser des capacités élevées. Cette capacité est fonction, par ailleurs, de la longueur des bandes d'aluminium enroulées.

Les condensateurs électrochimiques constituent un cas particulier. En effet, du fait de la présence de la composition électrolytique (solution acide), ces condensateurs sont polarisés : ils possèdent une armature positive et une armature négative à relier respectivement au « + » et au « – » du circuit. En d'autres termes, un condensateur électrochimique ne peut être utilisé qu'en courant continu ; à la rigueur, on peut tolérer une combinaison courant continu et courant alternatif, à condition que l'amplitude alternative reste faible par rapport à la tension continue.

Enfin, citons les condensateurs électrolytiques *au tantale,* dont l'étanchéité est absolue, qui permettent d'obtenir des capacités très grandes sous de petits volumes. Notons aussi leur courant de fuite infiniment petit et leur possibilité de résister à des températures élevées.

Condensateurs de compensation de variation de température.

Il s'agit là de condensateurs spéciaux utilisés dans certains circuits où précision et stabilité sont exigées, même en cas de variation de température. Dans certains condensateurs de compensation, la capacité diminue légèrement lorsque la température augmente (coefficient négatif) ; d'autres condensateurs de compensation sont conçus, au contraire, de façon à ce que la capacité augmente légèrement avec la température (coefficient positif).

Bien entendu, ces variations de capacité sont légères. Ainsi nous avons présentement sous nos yeux un condensateur à coefficient négatif de capacité nominale de 18 pF ; cette capacité diminue de 0,1 pF pour une augmentation de température de 1 degré centigrade. D'ailleurs, le coefficient de variation est indiqué par le constructeur pour chaque type de condensateur.

A titre indicatif, notons que, sans avoir recours à des condensateurs de compensation spéciaux, les condensateurs au mica présentent généralement un coefficient positif, alors que les condensateurs céramiques ont un coefficient négatif.

§ 4. – Condensateurs soumis au courant alternatif

Nous avons vu précédemment (fig. VI-2-A) que, si l'on soumet un condensateur à une tension continue, le courant ne passe pas. Le courant passe durant le court instant de la charge, mais l'aiguille du milliampèremètre retombe rapidement à zéro : le courant ne passe plus, quel que soit le temps où l'on laisse le condensateur intercalé dans le circuit.

Mais, si nous soumettons un condensateur à une tension alternative, nous allons obtenir une succession rapide de charges et de décharges de sens inverses. Le courant alternatif aura donc tendance à traverser le condensateur... dans certaines conditions que nous verrons plus loin. En réalité, l'énergie employée à la charge durant une alternance n'est pas perdue ; en effet, elle est restituée du condensateur à la source au cours de l'alternance suivante de sens contraire. Dans le montage de la figure VI-6, où S est une source de tension alternative, le milliampèremètre mA indiquera le déplacement, l'échange, des charges du condensateur C.

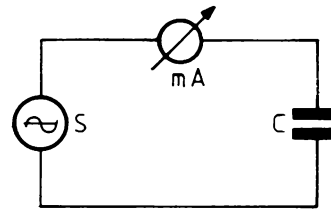


Fig. VI-6

De même qu'il nous a été possible de parler de résistance en alternatif au sujet des bobines, des self-inductions, nous pouvons parler de la résistance en alternatif des condensateurs, résistance apparente qui s'appelle *réactance capacitive* ou *capacitance* X_c.

Nous avons la relation suivante :

$$E_{eff} = I_e X_c.$$

La grandeur de la capacitance X_c dépend de la capacité du condensateur et de la fréquence du courant alternatif auquel il est soumis.

La capacitance X_c peut se calculer en appliquant la formule :

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C}$$

$$\text{ou } X_c = \frac{1}{\omega C}$$

ω étant la pulsation, c'est-à-dire $2 \pi f$;

f = fréquence en hertz ;

C = capacité en farads ;

X_c = capacitance en ohms.

Si l'on branche un condensateur parfait sur une source de tension alternative, le courant est décalé (ou déphasé) en avant de 90° par rapport à la tension. On se souvient qu'avec une self-induction ce même décalage avait lieu, mais en arrière.

§ 5. – Formules relatives aux circuits soumis au courant alternatif

Toutes les formules que nous allons donner sont de la forme $E = I \cdot R$, mais appliquées en courant alternatif aux différents circuits caractéristiques ci-après :

1° Circuit comprenant une self-induction seule de résistance ohmique négligeable :

$$E_{eff} = I_{eff} L \omega.$$

2° Self-induction de résistance ohmique R ou self-induction en série avec une résistance ohmique R :

$$E_{eff} = I_{eff} \sqrt{L^2 \omega^2 + R^2}.$$

3° Circuit comprenant une capacité seule

$$E_{eff} = I_{eff} \frac{1}{C \omega} = \frac{I_{eff}}{C \omega}$$

4° Condensateur et résistance en série

$$E_{eff} = I_{eff} \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{C^2 \omega^2}\right)}$$

5° Condensateur et self-induction en série

$$E_{eff} = I_{eff} \left(L_{\omega} - \frac{1}{C \omega} \right)$$

6° Condensateur, résistance et self-induction en série

$$E_{eff} = I_{eff} \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C \omega} \right)^2}$$

Voir également le chapitre VIII, § 3.

CHAPITRE VII

TRANSFORMATION DU SON EN COURANT ELECTRIQUE
TRANSFORMATION DU COURANT ELECTRIQUE EN ONDES SONORES

§ 1. – Les ondes sonores

Le son se propage dans tous les milieux, mais non dans le vide. Nous ne nous occuperons ici que de la propagation du son *dans l'air.* Exemples : propagation du son entre la bouche et le microphone ; propagation du son entre le haut-parleur et l'oreille. Le son se propage sous forme de vibrations de l'air ; ce sont les ondes sonores, ondes matérialisées ici, si l'on peut dire, par l'air. Dans l'air, le son se propage, se déplace, à la vitesse moyenne de 340 mètres par seconde, soit environ 1 200 km à l'heure. Il s'agit là de vitesses moyennes, nous l'avons bien dit ; en vérité, ces chiffres dépendent énormément de la température (331 m/s à 0°, 340 m/s à 15°) et peuvent aussi, dans certains cas, être légèrement modifiés par la pression atmosphérique.

Lorsque le son est aigu, les vibrations de l'air sont très nombreuses durant l'unité de temps (durant une seconde), on dit que la *fréquence* est grande.

Par contre, plus la fréquence des vibrations sera faible, plus le son sera grave.

Les vibrations sonores ont des fréquences qui peuvent varier entre 16 Hz et 16 000 Hz. On remarquera que l'on utilise le hertz comme unité de mesure des *fréquences* de vibrations sonores, cette même unité ayant déjà été rencontrée lors de l'étude de la *fréquence* des courants alternatifs.

La bande de fréquences de vibrations indiquée, allant de 16 Hz à 16 000 Hz, constitue le registre sonore (sons fondamentaux et harmoniques) audible par la majorité des humains. La limite supérieure, cependant, varie beaucoup avec les individus et avec l'âge surtout. C'est ainsi qu'un enfant

entendra une vibration de 18 000 Hz, par exemple, alors qu'une personne d'une cinquantaine d'années n'entendra plus rien au-dessus de 13 000 Hz (sans être une personne sourde, précisons-le bien..., ce qui serait alors différent !). En règle générale, l'audition de vibrations, comprises entre 16 000 Hz et 20 000 Hz, reste donc très problématique. Au-dessus de 20 000 Hz, nous entrons dans le domaine de l'inaudible, dans le domaine des ultra-sons.

La distance parcourue dans l'air par une vibration durant un cycle s'appelle la *longueur d'onde,* dont le symbole est λ (lettre grecque : lambda). Les relations entre fréquence, longueur d'onde et vitesse de propagation, sont les suivantes :

$$F = \frac{V}{\lambda} \quad \text{et} \quad \lambda = \frac{V}{F}$$

relations dans lesquelles nous avons :

F = fréquence en hertz ;
V = vitesse de propagation en mètres/seconde ;
dans l'air, on prendra donc 340 m/s ;
λ = longueur d'onde en mètres.

On voit d'ores et déjà qu'il est très facile de transformer une longueur d'onde en fréquence, et inversement. Nous remarquerons cependant, en passant, que si l'expression « longueur d'onde » est assez couramment employée avec les ondes hertziennes (ondes de radio), elle est peu utilisée en acoustique (ondes sonores).

§ 2. – Transformation du son en courant électrique

Les microphones

L'organe qui effectue la transformation du son en courant électrique s'appelle *microphone.* Il existe divers types de microphones, mais, dans tous, nous avons d'abord une transformation des vibrations sonores en vibrations mécaniques, ces dernières étant transformées ensuite en vibrations électriques. On conçoit donc immédiatement que le courant électrique ainsi créé sera un courant alternatif, de fréquence et d'amplitude correspondantes à celles de l'onde sonore.

Les principaux types de microphones sont les suivants :

a) microphone à charbon,
b) microphone dynamique,
c) microphone à ruban,
d) microphone à condensateur (et à électret),
e) microphone à cristal.

Nous allons voir très succinctement la composition et le fonctionnement de chacun de ces microphones.

Microphone à charbon (fig. VII-1)

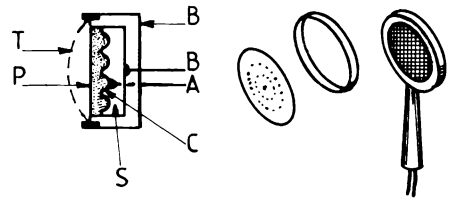


Fig. VII-1

Il se compose d'un boîtier B maintenant une plaque de charbon P devant un support S dans lequel des gorges sont pratiquées et remplies de grenaille de charbon C. Sur la face avant, nous avons un treillis métallique T de protection, ou une simple plaque de bakélite percée de quelques trous. A et B sont les fils de connexion de la pastille microphonique.

Un microphone à charbon s'utilise comme il est indiqué sur la figure VII-2, c'est-à-dire conjointement avec une pile et un transformateur Tr. L'interrupteur permet uniquement de fermer le circuit primaire lorsque l'on désire parler (afin d'économiser la pile).

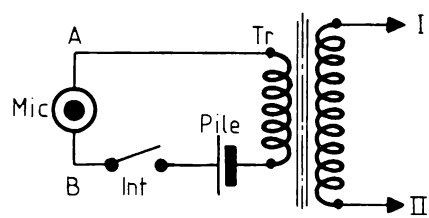


Fig. VII-2

On comprend que le microphone avec sa grenaille de charbon va offrir une certaine résistance au passage du courant de la pile. Lorsque les vibrations sonores vont venir heurter la plaque à l'avant du microphone, celle-ci sera le siège de vibrations mécaniques.

La grenaille de charbon va se trouver plus ou moins comprimée, la résistance va varier au rythme des ondes sonores, et, par suite et selon le même rythme, l'intensité du courant traversant le primaire du transformateur.

On retrouve donc aux bornes I-II du secondaire du transformateur une tension induite alternative, de fréquence et d'amplitude correspondant aux variations de l'intensité primaire. C'est cette tension qui attaquera l'entrée de l'amplificateur faisant normalement suite.

Microphone dynamique (fig. VII-3)

Nous avons un puissant aimant permanent SNS de forme annulaire délivrant un champ magnétique constant. Entre les pôles de cet aimant peut vibrer mécaniquement un bobinage, dit « bobine mobile », solidaire de la membrane M suspendue par son bord circulaire C. Or, on doit se souvenir qu'une force électromotrice prend naissance par induction dans une bobine lorsque celle-ci se déplace dans un champ magnétique.

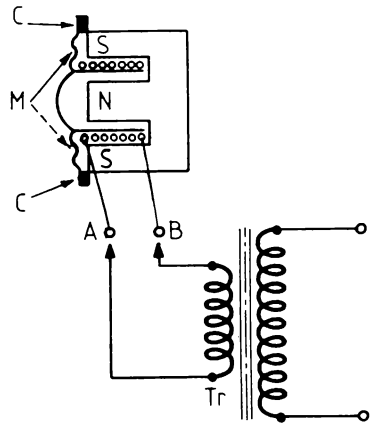


Fig. VII-3

Cette tension alternative, correspondant aux vibrations sonores, se retrouve aux bornes A B.

Pratiquement, cette tension alternative est extrêmement faible, et on dispose un *transformateur élévateur* Tr entre le microphone et l'entrée de l'amplificateur faisant suite.

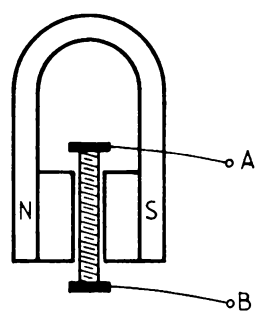


Fig. VII-4

Microphone à ruban (fig. VII-4)

Ce type de microphone repose sur le même principe que le précédent. Toutefois, l'aimant est en forme de fer à cheval et la tension n'est plus

induite dans une bobine mais dans un ruban plissé vibrant entre les pôles de l'aimant. Nous n'insisterons donc pas davantage sur ce microphone, tout ce que nous avons dit pour le précédent restant valable pour celui-ci.

Microphone à condensateur (fig. VII-5)

Il se dénomme aussi microphone électrostatique. La membrane M, vibrant au rythme des ondes sonores, et la plaque fixe P forment un condensateur chargé au moyen d'une source de tension continue E. Du fait de la

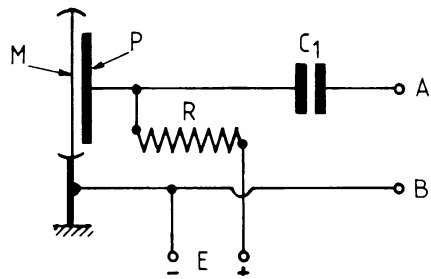


Fig. VII-5

vibration de la membrane M, le condensateur ainsi formé voit sa capacité varier. Ceci donne lieu à un très faible courant alternatif circulant dans le circuit. En conséquence, une tension alternative correspondante est mise en évidence aux bornes de la résistance R, et on l'applique à l'entrée de l'amplificateur faisant suite par l'intermédiaire du condensateur de liaison C_1, ce dernier évitant en même temps que la tension continue E n'atteigne ledit amplificateur.

Le microphone à électret est en fait un microphone à condensateur doté, en guise d'électrode mobile, d'une feuille de matière plastique *polarisée de façon permanente ;* c'est cette feuille que l'on a baptisée électret. Les matériaux plastiques les plus intéressants, en ce qui concerne ce dispositif, sont les polyesters (mylar, par exemple) et les fluocarbonates. Conçus d'une façon aussi simple, on s'est rapidement aperçu que, dans de tels microphones, les électrets perdaient assez vite toutes leurs propriétés, puis se déchargeaient définitivement, notamment lorsqu'ils étaient soumis à une élévation de température (exposition au soleil, par exemple). Pour pallier ce défaut, certains modèles de ces microphones ont été dotés d'une batterie miniature de faible tension (dont la durée est de l'ordre de 1 000 à 2 000 heures). Dans d'autres modèles, on fait simplement appel à la tension d'alimentation du préamplificateur microphonique faisant suite. Enfin, d'autres types de microphones comprennent un transistor FET incorporé qui transforme immédiatement la haute impédance de la capsule en une basse impédance de sortie.

Microphone à cristal (fig. VII-6)

On l'appelle aussi microphone piézoélectrique. En fait, le fonctionnement d'un tel microphone repose sur le principe de piézoélectricité suivant : lorsqu'on soumet certains cristaux à une pression, on obtient une différence de potentiel entre les deux faces du cristal.

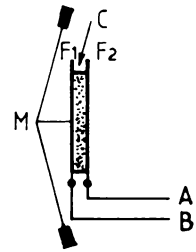


Fig. VII-6

Les vibrations sonores recueillies par la membrane M provoquent des variations de pression sur le cristal C (sel de Seignette) ; d'où des variations de tensions correspondantes entre les faces du cristal, recueillies par les feuilles métalliques F_1 et F_2 et disponibles aux bornes A et B.

Dans un autre type de microphone piézoélectrique, les ondes sonores attaquent directement le cristal ; la membrane est supprimée et ainsi disparaît en même temps la fréquence de résonance propre de ladite membrane. Ce qui signifie que le microphone sera moins sensible, qu'il nécessitera une plus grande amplification, mais qu'il sera beaucoup plus fidèle. Pour minimiser la perte de sensibilité due à l'attaque directe du cristal, sans membrane, en pratique, on n'utilise plus un seul cristal mais plusieurs cristaux superposés et connectés électriquement en série parallèle.

●

Quel que soit le principe sur lequel repose le fonctionnement d'un microphone, on cherche toujours à obtenir une tension de sortie qui soit l'image aussi exacte que possible de la vibration mécanique et, partant, de l'onde sonore. Autrement dit, *l'amplitude des tensions électriques* aux diverses fréquences du registre sonore doit être proportionnelle à *l'amplitude de l'onde sonore* génératrice.

§ 3. – Transformation des tensions alternatives en ondes sonores

Ces transformations sont confiées aux reproducteurs de son. Le rôle d'un reproducteur de son est donc exactement l'inverse de celui d'un microphone.

Parmi les reproducteurs de son, nous pouvons distinguer les casques (ou écouteurs) et les haut-parleurs.

Ecouteur - Casque

Si l'énergie dont on dispose est faible, elle est insuffisante pour actionner un haut-parleur. Dans ce cas, l'écoute peut se faire à l'aide d'un casque, par exemple. Le casque groupe deux écouteurs, un pour chaque oreille, montés sur un « serre-tête » flexible (voir fig. VII-7).

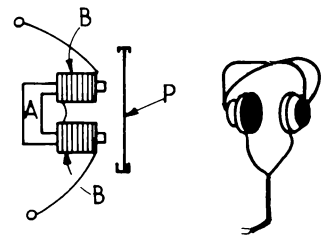


Fig. VII-7

Le courant alternatif représentant la modulation (parole ou musique) traverse deux bobines B montées en forme d'électro-aimant sur un aimant permanent en fer à cheval A. En face des pôles, très près de ceux-ci, nous avons une plaque vibrante circulaire P. Les vibrations électriques traversant les bobines provoquent des vibrations mécaniques de la plaque P, par effet électromagnétique. Ces vibrations mécaniques entraînent à leur tour des vibrations sonores par déplacement de l'air situé entre la plaque et le tympan de l'oreille.

Citons aussi le casque *électrodynamique* fonctionnant selon le principe qui sera exposé plus loin pour les haut-parleurs.

Haut-parleur électrodynamique

C'est le haut-parleur d'utilisation la plus courante à l'heure actuelle.

On se souvient qu'un conducteur parcouru par un courant électrique et placé dans un champ magnétique se trouve soumis à une force tendant à le déplacer. C'est la loi de Lorentz, dont nous avons parlé au moment de l'étude des appareils de mesure. Et c'est aussi le principe sur lequel repose le fonctionnement des haut-parleurs électrodynamiques.

En examinant le dessin schématique de la figure VII-8, nous voyons une bobine B placée dans l'entrefer d'un aimant permanent circulaire SNS ; c'est la bobine mobile. Cette bobine est parcourue par le courant alternatif de forme, d'amplitude et de fréquence correspondant à la modulation à reproduire ; elle va donc se déplacer, vibrer, dans le sens longitudinal de l'entrefer. Cette bobine étant solidaire du cône de papier C, celui-ci vibrera à son tour en ébranlant une masse d'air importante, d'où la reproduction sonore. Le cône est fixé par son bord circulaire au bâti métallique S du haut-parleur, bâti appelé « saladier ». La bobine mobile est centrée correctement dans l'en-

trefer (elle ne doit pas frotter) au moyen du dispositif circulaire de centrage E, appelé « spider » ; sur notre dessin, il s'agit d'un spider extérieur, mais il existe aussi les spiders intérieurs placés en A.

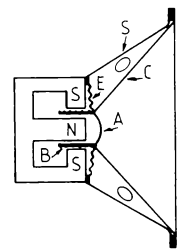


Fig. VII-8

Le courant alternatif est amené à la bobine mobile au moyen de deux fils très souples. L'impédance d'une bobine mobile est de l'ordre de quelques ohms ; cette impédance est souvent trop faible pour une utilisation directe. Aussi bien, la bobine mobile est-elle alors attaquée par l'intermédiaire d'un transformateur, appelé transformateur de sortie, et dont nous reparlerons en temps opportun.

Néanmoins, avec les transistors qui présentent généralement eux-mêmes des impédances assez basses, l'attaque du haut-parleur est possible directement, sans transformateur.

Pour obtenir une reproduction correcte de toutes les fréquences du registre sonore, il ne faut pas employer un haut-parleur tel quel. Il est absolument obligatoire de le monter sur un écran en bois percé d'un trou du diamètre du haut-parleur, écran appelé baffle. Cet écran a pour but essentiel d'allonger le trajet entre l'avant et l'arrière du haut-parleur, afin que les ondes sonores émises à l'avant du haut-parleur ne soient pas contrecarrées par les ondes sonores émises par l'arrière.

Si l'on ne procédait pas ainsi, les notes graves, notamment, seraient considérablement défavorisées..., et même non reproduites.

Dans les récepteurs ordinaires, c'est le boîtier du poste qui assure (d'ailleurs très mal) le rôle de baffle.

Aux fréquences très basses, disons inférieures à 150 Hz, la membrane du haut-parleur vibre, se déplace, d'un seul bloc (un peu comme un piston dans un cylindre). On imagine fort bien que les deux faces de la membrane provoquent alors des déplacements de sens opposés des couches d'air (avant et arrière) avec lesquelles ces faces sont en contact. Or, si l'air peut librement circuler entre l'avant et l'arrière de la membrane, les valeurs des pressions voisines ne seront presque pas modifiées (compression et dépression se comblant rapidement), et le rendement effectif du haut-parleur sera minime sur ces fréquences, car très peu d'énergie sera diffusée *sous forme audible.*

Pratiquement, il convient donc, si l'on veut obtenir un bon rendement aux fréquences très basses, d'opérer une séparation très nette des « rayonne-

ments » des deux faces de la membrane. C'est le rôle des baffles et des enceintes acoustiques.

Pour supprimer l'égalisation des pressions avant et arrière, il est possible d'utiliser un écran en bois suffisamment grand, ou baffle-plan. Mais le rayon d'un tel baffle doit être au moins égal au quart de la longueur d'onde correspondant à la fréquence la plus basse que l'on désire reproduire correctement. Ainsi, si nous nous fixons seulement la fréquence la plus basse comme étant de 40 Hz, nous avons :

longueur d'onde $= \frac{V}{F} = \frac{340}{40} =$ 8,50 m (V étant la vitesse du son).

Le quart de cette longueur d'onde, donc le rayon du baffle, est de 2,10 mètres environ.

D'où un baffle-plan circulaire de 4,20 mètres de diamètre !

Nous voyons assez mal un tel baffle-plan dans un appartement ; en conséquence, le baffle-plan sera forcément de dimensions moindres et, de ce fait, sera incapable de permettre au haut-parleur la reproduction correcte des fréquences très basses. C'est ainsi qu'un baffle-plan de 1 mètre de côté ne permet pas la reproduction fidèle, c'est-à-dire sans affaiblissement, des fréquences inférieures à 170 Hz. Et pourtant, dans bien des cas, l'usager doit se contenter de beaucoup moins au point de vue dimensions !

La conclusion qui découle des considérations ci-dessus est que tous les postes classiques de table (dits « midgets ») et, à plus forte raison, les petits appareils portatifs sont absolument incapables de reproduire correctement les notes graves.

Les enceintes acoustiques

Aussi bien, en sommes-nous arrivés aux enceintes acoustiques, closes ou partiellement closes, qui se comportent comme des baffles presque parfaits, mais avec un encombrement nettement moindre. Avec cette conception, on obtient une séparation presque totale entre les rayonnements avant et arrière de la membrane du haut-parleur, en tout cas une séparation extrêmement efficace. C'est le diamètre du haut-parleur employé (ou le diamètre du plus grand haut-parleur, si on en utilise plusieurs) qui détermine le volume, les dimensions, de l'enceinte.

Il existe de très nombreux types d'enceintes acoustiques, mais il semble bien que le plus répandu, voire le plus apprécié, est le type « bass-reflex ». Il s'agit d'une enceinte partiellement close puisqu'elle comporte une petite ouverture (ou évent).

Dans cette enceinte, on met à profit l'inertie de l'air, c'est-à-dire le fait que l'air ne se met pas en mouvement instantanément, parce qu'il est compressible et extensible. Si on ajuste le volume d'un coffret, de telle sorte que sa fréquence de résonance soit exactement égale à celle du haut-parleur à l'air libre, la masse d'air interne mise en mouvement par le déplacement de la membrane va se mouvoir en opposition de phase par rapport au déplace-

ment de la face arrière de cette membrane ; ce qui aura pour effet de faire entrer l'air dans le coffret par l'ouverture lorsque le cône reculera, et de le faire sortir lorsque le cône avancera..., alors qu'a priori, le contraire eût semblé plus logique ! L'effet de freinage de la membrane à la résonance (ou effet d'anti-résonance) se trouve donc accru.

En vérité, la théorie du fonctionnement de l'ensemble est un peu plus compliquée, mais nous ne voulons pas entrer dans les détails ici.

Il existe, nous l'avons dit, de nombreuses variantes de l'enceinte « bass-reflex », variantes résidant surtout dans la forme générale du coffret et dans l'évent (sa découpe, sa disposition, son emplacement).

La simple ouverture de l'évent classique, c'est-à-dire ouverture de forme rectangulaire, peut être complétée intérieurement par un conduit appelé « tunnel d'accord ». Ce dernier permet généralement de diminuer la fréquence de résonance de l'enceinte pour des dimensions données ou, si l'on préfère, de diminuer les dimensions de l'enceinte pour une fréquence donnée (fig. VII-9).

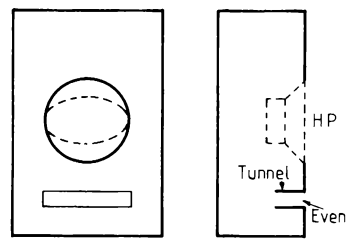


Fig. VII-9

En résumé :

a) L'enceinte du type « bass-reflex » remplit évidemment parfaitement son rôle de baffle séparateur entre les ondes sonores avant et arrière rayonnées par le haut-parleur.

b) Par son effet d'anti-résonance, ce type d'enceinte étend vers les très basses fréquences la réponse de l'ensemble « enceinte + HP ». Un haut-parleur ne peut pas fonctionner normalement au-dessous de sa fréquence de résonance déterminée à l'air libre ; dans une certaine mesure, cette enceinte le permet donc si, par ailleurs, bien sûr, l'amplificateur fournit des signaux à ces très basses fréquences.

c) Aux très basses fréquences, l'évent contribue également à la diffusion sonore, ce qui augmente l'efficacité, c'est-à-dire le rendement acoustique, de l'ensemble.

Notons aussi que cette enceinte peut également être construite sous forme d'enceinte d'encoignure ; elle est alors plus esthétique et surtout plus facilement logeable dans un appartement. De surcroît, le rendement dans les graves est encore amélioré du fait de la limitation du rayonnement acoustique obtenue par la forme interne de l'enceinte ; pour compenser, l'emploi de tweeters est presque obligatoire.

Nous devons aussi signaler l'existence d'enceintes acoustiques, dites « miniaturisées » ou enceintes « closes », également excellentes ; mais cette réduction des dimensions d'encombrement n'est possible qu'en employant des haut-parleurs spéciaux, notamment à suspension de membrane d'une très grande souplesse (dite « suspension pneumatique »).

Il va sans dire que, pour les reproductions de qualité et dans les amplificateurs à haute fidélité, on utilise toujours des enceintes acoustiques séparées.

●

Nous en avons terminé ici avec nos leçons d'éléments de base, d'électricité et même d'acoustique. Comme nos lecteurs auront pu en juger, il ne s'agissait que de notions volontairement simples. Elles étaient cependant nécessaires, et il est obligatoire qu'elles soient parfaitement comprises et assimilées avant d'étudier la *radio* proprement dite que nous allons aborder maintenant.

CHAPITRE VIII

EMISSION ET RÉCEPTION

Afin de bien fixer les idées, nous débuterons en radiotechnique par un exposé sur les procédés mis en œuvre pour effectuer des transmissions à grande distance au moyen des émetteurs et des récepteurs.

Nous exposerons très brièvement le fonctionnement des appareils réalisant l'émission ; en fait, ceci ne nous intéresse pas directement, mais il importe tout de même de savoir succinctement ce qui se passe.

Puis, nous nous arrêterons plus longuement alors sur le fonctionnement des appareils et de leurs différents circuits, assurant la réception.

§ 1. – Processus de l'émission

Pour établir une transmission à grande distance, on utilise des oscillations électriques à haute fréquence. Ces oscillations se propagent, sans avoir recours à des fils, sous la forme d'ondes électromagnétiques ; leurs fréquences s'étendent de 100 kHz environ jusqu'à plusieurs milliers de mégahertz.

Les ondes hertziennes qui se manifestent dans ces conditions, à des distances considérables de l'émetteur, sont caractérisées par l'existence de deux *champs.*

En un point R (réception), situé à une certaine distance de l'émetteur, il est possible d'analyser deux champs :

– un champ magnétique agissant sur les propriétés magnétiques de l'espace au point R ;

– un champ électrique qui agit sur les propriétés électriques d'un élément de circuit placé en R.

C'est cette dualité du champ – dont la démonstration mathématique due à Maxwell ne saurait figurer dans cet ouvrage – qui lui a fait donner le nom de *champ électromagnétique.*

Le champ électromagnétique se propage. Cela veut dire que, dans toutes les directions issues de l'émetteur, les points de chacune de ces directions prennent des états électromagnétiques variables, suivant la même loi des courants à haute fréquence existant dans le circuit oscillant final de l'émetteur (ou dans son antenne).

Considérons l'une des directions OX issue de l'émetteur O (fig. VIII-1). Sur cette direction, et à un instant donné, l'état électromagnétique des points d'une certaine portion AB assez éloignée de O peut être représenté par la courbe E située dans le plan vertical P passant par OX, et par la courbe M située dans le plan P' perpendiculaire au précédent et rencontrant P suivant OX. Nous supposons ici que l'antenne employée en O est verticale (polarisation verticale).

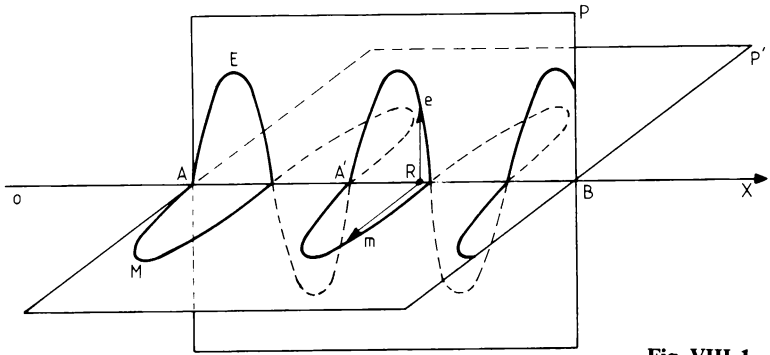


Fig. VIII-1

La courbe E correspond au champ électrique et la courbe M au champ magnétique.

L'état électrique (intensité du champ électrique) d'un point R (réception) de la direction OX compris entre A et B est représenté à l'instant considéré par l'ordonnée Re de la courbe E ; son état magnétique (intensité du champ magnétique) est représenté par l'ordonnée Rm de la courbe M.

Si Rm est exprimé en unités absolues électromagnétiques d'un système d'unités donné, et Re en unités absolues électrostatiques du même système d'unités, à chaque instant on a : Rm = Re.

La précédente figure représente donc une onde électromagnétique « figée » dans le temps. Mais, dans la réalité, les courbes E et M glissent parallèlement à elles-mêmes dans la direction OX, à la vitesse de 300 000 km par seconde (vitesse de propagation des ondes). Les vecteurs Re et Rm, qui restent fixes par hypothèse sur OX (lieu de réception), vont varier suivant la même loi que l'intensité du courant oscillant créateur du champ électromagnétique.

Les vecteurs Re et Rm s'annulent et passent par leurs maxima en même temps, suivant une loi périodique ou pseudo-périodique définie par les caractéristiques du circuit oscillant émetteur. Les deux champs électrique et magnétique sont inséparables et se propagent à la même vitesse ; ils sont situés dans deux plans perpendiculaires. Le fait que, dans une direction donnée, les deux oscillations se produisent chacune dans un plan, s'exprime en disant que les ondes électromagnétiques sont polarisées. Les plans P et P' sont dits plans de polarisation.

C'est la valeur maximum du vecteur Re, autrement dit l'amplitude du champ électrique, qui est utilisée pratiquement lors de l'évaluation de la valeur du champ créé en un lieu par un émetteur.

Suivant l'importance du champ, on utilise soit le volt par mètre (V/m), soit le millivolt par mètre (mV/m), soit encore le microvolt par mètre (μV/m).

Au voisinage d'une station d'émission puissante, on peut observer des champs de l'ordre du volt par mètre ; à distance, le champ s'affaiblit. Un champ de 1 mV/m correspond à une réception très confortable ; un champ de 0,5 μV/m correspond à peu près à la limite de recevabilité pratique. Mais il est bien évident que le champ minimum, nécessaire pour l'obtention d'une réception confortable, dépend également, par ailleurs, de l'importance des signaux perturbateurs (décharges atmosphériques, parasites industriels, etc.). C'est ainsi que des champs de l'ordre de 10 à 30 mV/m sont parfois nécessaires pour une bonne réception urbaine (c'est-à-dire où les parasites de toutes sortes sont souvent nombreux).

Comme nous allons le voir, les ondes radioélectriques ne sont utilisées que pour « porter » à distance le son que l'on désire transmettre ; on les appelle d'ailleurs souvent ondes porteuses.

En fait, les vibrations sonores sont d'abord transformées en oscillations électriques de même fréquence et de même forme au moyen du microphone ; c'est la modulation ou signaux BF (basse fréquence). Ces signaux sont d'amplitude faible et il convient de les amplifier considérablement ; c'est le rôle de l'amplificateur BF de modulation. Par ailleurs, on produit des oscillations électriques à haute fréquence (oscillations HF) au moyen d'un oscillateur parfaitement stable. La fréquence de ces oscillations détermine la fréquence (ou la longueur d'onde, si l'on préfère) sur laquelle aura lieu l'émission. Ces oscillations, bien que très stables en fréquences, sont d'amplitude beaucoup trop faible pour être utilisées directement.

On augmente considérablement cette amplitude au moyen de l'amplificateur HF.

A la sortie de l'amplificateur HF, on applique les signaux basse fréquence disponibles à la sortie de l'amplificateur BF. Les signaux BF se superposent aux oscillations HF en modulant ces dernières, l'amplitude des oscillations HF variant au rythme de la modulation (1). Dès cet instant, on voit que les oscillations HF portent, ou servent de « support » aux signaux BF.

Généralement, on amplifie encore ces oscillations HF modulées ; c'est de ce dernier amplificateur que dépend la puissance de l'émetteur.

Puis ces oscillations HF modulées sont appliquées à l'antenne et rayonnées dans l'espace sous forme d'ondes électromagnétiques modulées. Tout ceci est illustré par le schéma de la figure VIII-2.

Revenons maintenant sur le phénomène de modulation en amplitude d'une oscillation HF par des signaux BF.

(1) C'est le procédé de modulation en amplitude. Nous verrons la modulation en fréquence ultérieurement (chapitre XVIII).

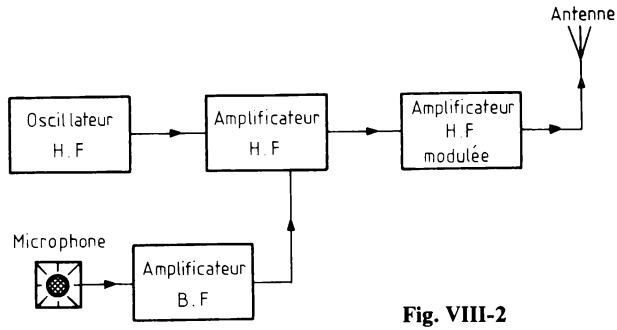


Fig. VIII-2

Regardons la figure VIII-3. En A, nous avons la représentation d'une oscillation HF de fréquence F, non modulée (on dit aussi une porteuse pure). En B, nous avons la représentation d'une oscillation BF de fréquence f destinée à moduler la porteuse précédente.

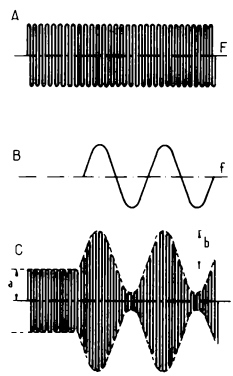


Fig. VIII-3

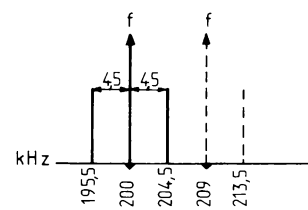


Fig. VIII-4

En C, nous avons le résultat après modulation (observation faite sur l'écran d'un oscilloscope). Nous voyons que *l'amplitude* de l'oscillation HF varie au même rythme que l'oscillation BF.

La profondeur de modulation détermine l'efficacité d'un émetteur ; aussi s'efforce-t-on de la faire maximum. La profondeur de modulation est maximum lorsque l'amplitude du signal BF est égale à l'amplitude de l'oscillation HF.

La profondeur, ou taux de modulation, s'exprime en « pour cent », et c'est le rapport entre les deux amplitudes que nous venons d'indiquer.

D'après le diagramme C de la figure VIII-3, nous avons :

$$\text{Taux } \% = \frac{b}{a} \times 100$$

Ainsi, si l'amplitude *a* de l'oscillation HF est de 200 V, et si l'amplitude *b* du signal BF est de 160 V, nous aurons :

$$\text{Taux } \% = \frac{160}{200} \times 100 = 80\ \%$$

La profondeur de modulation de l'émission sera donc de 80 %.

La vitesse de propagation dans l'espace des ondes électromagnétiques est la même que celle de la lumière, c'est-à-dire de 300 000 km par seconde.

Une oscillation électromagnétique est essentiellement caractérisée par sa *fréquence,* exprimée en kilohertz (kHz) ou en mégahertz (MHz). Nous pourrons être amenés à parler aussi de *longueur d'onde* qui est, en fait, la distance parcourue dans l'espace par cette oscillation durant 1 Hz.

Il est aisé de transformer une longueur d'onde en fréquence, ou une fréquence en longueur d'onde, par simple application des formules suivantes, formules déjà vues avec les vibrations sonores :

$$F = \frac{V}{\lambda}$$

$$\lambda = \frac{V}{F}$$

et dans lesquelles nous avons :

F = fréquence en kHz ;
λ = longueur d'onde (lambda) en mètres ;
V = vitesse de propagation, soit 300 000 km par seconde.

Soit à calculer la fréquence de l'émission de Droitwich effectuée sur la longueur d'onde de 1 500 m.

Nous avons :

$$F = \frac{V}{\lambda} = \frac{300\ 000}{1\ 500} = 200\ \text{kHz}$$

Nous terminerons en examinant la « place occupée » par un émetteur modulé en amplitude.

L'onde électromagnétique, ou porteuse, a une fréquence F bien déterminée. Mais cette onde est modulée ! Nous allons supposer qu'elle est modulée par un signal BF de fréquence constante f. Dans le spectre électromagnétique, nous allons retrouver trois oscillations différentes : la porteuse de fréquence F, une oscillation de fréquence F + f et une oscillation de fréquence F – f. La figure VIII-4 nous donne l'exemple d'une onde porteuse de fréquence F égale à 200 kHz modulée par un signal BF constant de 4 500 Hz, soit 4,5 kHz ; nous retrouverons donc deux oscillations, l'une à 195,5 kHz, l'autre à 204,5 kHz. Ce sont les bandes latérales de modulation. Or, en réalité, la fréquence du signal BF de modulation varie sans cesse (parole, musique, etc.) entre un minimum de quelques hertz et un maximum que nous limiterons volontairement à 4 500 Hz. En conséquence, nous voyons que la bande de fréquences allant de 195,5 à 204,5 kHz, soit 9 kHz, est « occupée » par l'émission.

C'est ce qui se passe pratiquement, et l'on accorde une plage de 9 kHz à chaque émetteur : signaux BF limités à 4 500 Hz (soit 4,5 kHz) maximum. C'est la raison pour laquelle les fréquences porteuses des émetteurs sont distantes de 9 kHz. Dans notre exemple, la porteuse de l'émetteur voisin aura une fréquence F' de 209 kHz (ou 191 kHz..., de l'autre côté).

§ 2. – Processus de la réception

A la réception, seules les oscillations BF, que l'on transformera ensuite en vibrations sonores, nous intéressent. Il existe plusieurs procédés pour arriver à ce but ; voici le plus simple de ces procédés, celui qui est mis en œuvre dans les récepteurs dits « à amplification directe ».

L'antenne de réception recueille les signaux des différents émetteurs ; elle est induite par les champs électromagnétiques de ces divers émetteurs. Il importe donc, dès l'entrée au récepteur, d'opérer un tri parmi tous les signaux reçus, afin de ne conserver que le seul signal désiré. C'est le rôle des circuits accordés des étages sélecteurs, circuits que l'on règle sur la fréquence des oscillations HF (modulées) désirées.

L'oscillation HF modulée ainsi sélectionnée est ensuite amplifiée par un amplificateur HF. Pratiquement, on dispose d'une suite alternée de circuits accordés de sélection et d'étages d'amplification (voir fig. VIII-5).

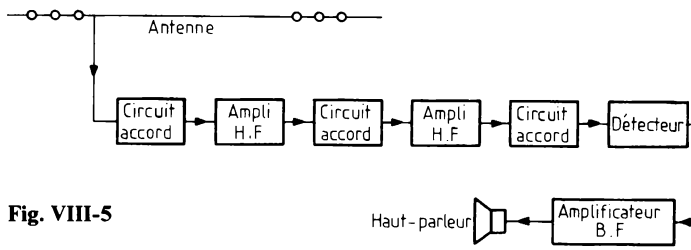


Fig. VIII-5

Lorsque l'oscillation HF modulée est d'amplitude suffisante, on l'applique à l'étage de détection. Le détecteur est un circuit dont le rôle est de séparer les signaux BF portés par les oscillations HF modulées.

Les signaux BF ainsi extraits sont d'amplitude trop faible pour actionner correctement un haut-parleur ; on les amplifie donc avec les étages amplificateurs BF.

A la sortie de ceux-ci, nous avons alors le haut-parleur qui, comme nous le savons, transforme les signaux électriques BF en vibrations sonores.

Tout ceci est illustré par le schéma de la figure VIII-5.

L'autre procédé de réception, mis en œuvre dans les récepteurs « à changement de fréquence », diffère du précédent en ce qui concerne la sélection de l'oscillation HF modulée désirée et l'amplification de celle-ci. Nous en reparlerons ultérieurement, en temps voulu.

§ 3. – Les circuits accordés

Comme nous l'avons vu, l'antenne de réception est induite par les champs électromagnétiques de tous les émetteurs susceptibles d'être reçus au lieu considéré. Il est donc nécessaire d'opérer un tri pour ne conserver que la tension induite relative à l'émetteur désiré, et rejeter les autres. Cette sélection est effectuée par les circuits accordés, circuits que l'on rencontre en plus ou moins grand nombre sur tous les récepteurs de radio.

Circuit série

Une première forme de circuit accordé est le circuit série, représenté sur la figure VIII-6, appelé aussi circuit résonnant (le circuit parallèle portant le nom de circuit anti-résonnant). Bien que le circuit série soit moins couramment employé en radio que le circuit parallèle, il importe tout de même de connaître exactement son comportement, à la résonance notamment.

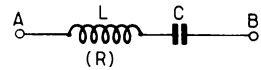


Fig. VIII-6

D'ores et déjà, nous pouvons dire qu'il se comporte très précisément comme le contraire d'un circuit parallèle : autrement dit, à la résonance, l'impédance du circuit série est minimum, alors qu'elle est maximum dans le cas du circuit parallèle. Nous pouvons donc en conclure que les modes d'utilisation de ces deux circuits seront tout différents. En effet, si le circuit parallèle peut mettre en évidence à ses bornes l'oscillation désirée, le circuit série, au contraire, se laisse facilement traverser par le courant dont la fréquence est égale à sa fréquence de résonance (impédance minimum)... alors qu'il s'opposera au passage des courants de fréquences différentes.

Revenons à notre précédente figure où nous avons un condensateur C connecté en série avec une bobine L (de résistance propre R).

Aux bornes A et B, la théorie montre que la relation suivante existe entre la tension et l'intensité efficaces :

$$E_{eff} = I_{eff} \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

$\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$ est l'impédance du circuit.

$\omega L - \frac{1}{C\omega}$ est la réactance.

C'est la différence entre l'inductance (ou réactance de self-induction) et la capacitance (ou réactance de capacité).

Le déphasage φ est donné par l'expression :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

Suivant les valeurs de ω, de L, de C, tg φ est positif, nul ou négatif. Le courant peut être en retard, en concordance ou en avance par rapport à la différence de potentiel.

Lorsque ω est tel que l'on a :

$$\omega L - \frac{1}{C\omega} = 0, \qquad \text{c'est-à-dire : } \omega^2 LC = 1$$

on dit que le circuit de la figure VIII-6 est en *résonance.*

Au moment de la résonance, l'impédance est minimum : elle se réduit à la résistance ohmique R et l'on a :

$$E_{eff} = RI_r$$

Tout se passe comme si l'on avait affaire entre A et B à une simple résistance égale à la résistance ohmique de la bobine.

La fréquence f, correspondant à la pulsation ω pour laquelle

$$\omega L - \frac{1}{C\omega} = 0$$

est appelée fréquence de résonance.

L'intensité I_r, qui traverse le circuit au moment de la résonance, est maximum ; c'est la plus grande intensité possible pour la tension donnée aux bornes A et B.

A la résonance, la tension efficace E_s aux bornes de la bobine L et la tension efficace E_c aux bornes du condensateur C seront bien plus importantes que la tension aux bornes A et B de l'ensemble LC. Cela tient à ce que, au moment de la résonance, les deux tensions E_s et E_c ont un décalage très voisin de π et, en s'ajoutant, donnent une somme beaucoup plus petite que chacune d'elles.

A la résonance, le courant qui circule entre A et B est $I_r = \frac{E}{R}$,

E étant la tension efficace appliquée entre A et B. La tension efficace E_s aux bornes de la bobine de self-induction L est donc :

$$(\alpha) \qquad E_s = I_r \omega L = E \frac{\omega L}{R}$$

La tension efficace E_c aux bornes du condensateur C est de même :

$$(\beta) \qquad E_c = I_r \frac{1}{\omega C} = E \frac{1}{\omega CR} \quad (1)$$

Comme nous sommes à la résonance, on a : $\omega L = \frac{1}{\omega C}$;

d'où $E_s = E_c$.

Lorsque dans un circuit série, la fréquence appliquée est plus petite que la fréquence de résonance,

$\omega L - \frac{1}{\omega C}$ est négatif, autrement dit, ωL est plus petit que $\frac{1}{\omega C}$:

la réactance de capacité l'emporte sur la réactance de self-induction.

(1) Les relations (α) et (β) font comprendre pourquoi les facteurs $\frac{\omega L}{R}$ et $\frac{1}{\omega CR}$ sont appelés coefficients de surtension.

Lorsque la fréquence appliquée est plus grande que la fréquence de résonance,

$\omega L - \frac{1}{\omega C}$ est positif, autrement dit, ωL est plus grand que $\frac{1}{\omega C}$:

la réactance de self-induction l'emporte sur la réactance de capacité.

Remarque. – Prenons une droite OA de longueur égale à la résistance R (fig. VIII-7). Elevons en A une perpendiculaire AB égale en valeur et en signe à la réactance $L\omega - \frac{1}{\omega C}$.

Dans le cas de la figure, nous avons supposé cette réactance positive ; si cette réactance était négative, on porterait sa valeur sur la perpendiculaire en A menée au-dessous de OA. On obtient donc le triangle rectangle OAB dont l'hypoténuse OB représente évidemment l'impédance. L'angle AOB est l'angle de décalage en grandeur et en signe. Ici B étant au-dessus de OA, φ est positif. On a ainsi un moyen de construire graphiquement l'angle φ dans le cas d'un circuit du type de la figure VIII-6 (circuit avec bobine seule, circuit avec capacité seule, circuit avec bobine et capacité en série).

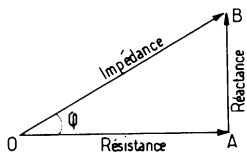


Fig. VIII-7

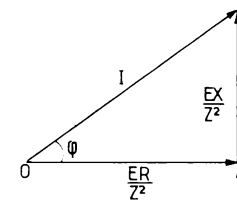


Fig. VIII-8

On peut utiliser une construction analogue pour obtenir graphiquement l'intensité efficace I connaissant la différence de potentiel efficace E, la résistance R, la réactance X et l'impédance Z.

$$I = \frac{E}{Z}$$

Elevons au carré, il vient :

$$I^2 = \frac{E^2}{Z^2}$$

En multipliant les deux termes du second membre par Z^2, on a :

$$I^2 = \frac{E^2Z^2}{Z^4} = \frac{E^2(R^2 + X^2)}{Z^4} = \frac{E^2X^2}{Z^4} + \frac{E^2R^2}{Z^4}$$

Cela montre que I peut être considéré comme l'hypoténuse d'un triangle rectangle dont les deux côtés de l'angle droit sont $\frac{ER}{Z^2}$ et $\frac{EX}{Z^2}$.

De là résulte la construction de la figure VIII-8.

Portons une longueur horizontale OA égale à $\frac{ER}{Z^2}$;

en A élevons une perpendiculaire AB égale en grandeur et en signe à $\frac{EX}{Z^2}$;

(La réactance X peut, nous le savons, être positive ou négative). L'hypoténuse OB est égale à l'intensité efficace I.

L'angle φ est l'angle de décalage. En effet, le triangle rectangle de la figure VIII-8 donne bien :

$$\text{tg } \varphi = \frac{\frac{EX}{Z^2}}{\frac{ER}{Z^2}} = \frac{X}{R}$$

Ce triangle donne également :

$$OA = \frac{ER}{Z^2} = I \cos \varphi$$

$$AB = \frac{EX}{Z^2} = I \sin \varphi = I \cos \left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)$$

Le courant I peut être ainsi considéré comme constitué par deux composantes.

Une composante $\frac{ER}{Z^2}$ en phase et une composante $\frac{EX}{Z^2}$ en quadrature

(décalée de $\frac{\pi}{2}$).

$\frac{ER}{Z^2}$ est appelée de ce fait la *composante active,*

et $\frac{EX}{Z^2}$ la *composante réactive (1).*

Plus l'angle φ sera voisin de zéro, c'est-à-dire plus cos φ sera voisin de 1, moins la composante réactive sera importante.

---

(1) Le facteur $\frac{R}{Z^2}$ est la *conductance effective* G ;

$\frac{X}{Z^2}$ est la *susceptance effective* S.

Elle s'exprime comme la conductance en inverse d'ohms, c'est-à-dire en siemens.

On remarquera que la quantité : $Y = \sqrt{G^2 + S^2}$

est égale à l'inverse de l'impédance Z : $Y = \frac{1}{Z}$

Y s'appelle l'*admittance* et s'exprime en siemens.

Circuit parallèle

Le circuit accordé le plus couramment employé est le circuit parallèle : condensateur en parallèle sur la bobine (fig. VIII-9) ; on l'appelle aussi circuit antirésonant ou circuit bouchon.

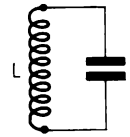


Fig. VIII-9

Si, par un procédé quelconque, on applique un « choc », une perturbation électrique, au circuit LC, il se met à osciller électriquement avec sa fréquence et son amortissement propres, tout comme un pendule qui, écarté de sa position de repos, se met à osciller mécaniquement avec une fréquence qui dépend de sa longueur.

En fait, il se produit un échange d'énergie entre condensateur et bobine, et inversement, échange d'énergie sous forme de courant sinusoïdal permettant de parler d'oscillation et de circuit oscillant.

La fréquence propre d'oscillation d'un circuit accordé est fonction des grandeurs de la capacité du condensateur et du coefficient de self-induction du bobinage. Cette fréquence est d'autant plus grande que les valeurs de L et de C seront plus petites.

La fréquence propre d'oscillation (ou de résonance) d'un circuit se calcule par la formule :

$$F = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{L\,C}}$$

dans laquelle :

F = fréquence en hertz ;
$2\,\pi$ = 6,28 ;
L = coefficient de self-induction en henrys ;
C = capacité en farads.

Toutefois, cette formule est assez peu commode en radiotechnique et on lui préfère souvent la relation suivante :

$$F = \frac{159\,150}{\sqrt{L\,C}}$$

utilisant des unités plus pratiques. En effet, dans cette dernière formule, nous avons :

F = fréquence en kilohertz (kHz) ;
L = coefficient de self-induction en microhenrys (μH) ;
C = capacité en picofarads (pF).

Si, au lieu de la fréquence, on désire calculer la longueur d'onde propre du circuit oscillant, on peut appliquer directement la formule suivante :

$$\lambda = 1{,}885\,\sqrt{L\,C}$$

dans laquelle nous avons :

λ = longueur d'onde en mètres (m) ;

L et C, comme précédemment, c'est-à-dire en microhenrys (μH) et en picofarads (pF).

Revoyons maintenant tout cela d'une façon théorique un peu plus approfondie en nous reportant à la figure VIII-10. Nous avons une bobine de self-induction L (de résistance propre R) et un condensateur de capacité C connectés en parallèle.

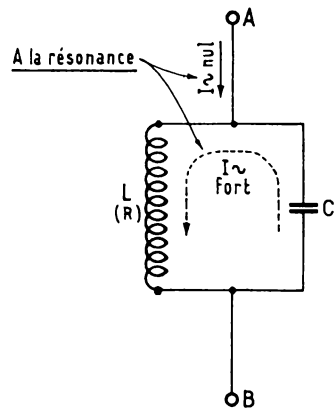


Fig. VIII-10

Appelons R la résistance ohmique de la bobine, X_s la réactance de self-induction (ou inductance) ωL de cette bobine,

X_c la réactance (ou capacitance) $\frac{1}{C\omega}$ du condensateur de capacité C.

L'impédance Z présentée par le circuit compris entre les bornes A et B est :

$$(1)\quad Z = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{X_c} - \frac{X_s}{X_s^2 + R^2}\right)^2 + \left(\frac{R}{R^2 + X_s^2}\right)^2}}$$

L'angle de déphasage φ est donné par sa tangente :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{1}{X_c} - \frac{X_s}{X_s^2 + R^2}}{\frac{R}{R^2 + X_s^2}}$$

Il y a résonance lorsque $\operatorname{tg} \varphi = 0$, c'est-à-dire lorsque :

$$(2)\quad \frac{1}{X_c} - \frac{X_s}{X_s^2 + R^2} = 0$$

Si R est négligeable, ce qui est le cas pour les circuits de radio bien construits (1), on tombe sur la condition :

$$\frac{1}{X_c} - \frac{X_s}{X_s^2} = 0$$

c'est-à-dire : $\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0$

ou enfin : $\omega^2 LC = 1$ (3)

Lorsque la condition de résonance (2) ou (3) est remplie, l'expression (1) de l'impédance devient :

$$Z = \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{R} = R + \frac{\omega^2 L^2}{R}$$

Comme R est très petit dans les circuits que nous avons principalement en vue (circuit de radio), on peut écrire :

(4)
$$Z = \frac{\omega^2 L^2}{R} = \omega LQ$$

Q étant le facteur défini précédemment et que l'on appelle ici le facteur Q du circuit oscillant (2). L'impédance à la résonance est une pure résistance (3) égale à Q fois l'inductance ωL de la bobine.

Au moment de la résonance, l'impédance est maximum. Ce maximum sera d'autant plus élevé que le facteur Q,

c'est-à-dire $\frac{\omega L}{R}$ sera plus grand.

D'autre part, on peut écrire d'après (3) :

$$\omega^2 L^2 = \frac{L}{C}$$

L'impédance de résonance devient alors, d'après (4) :

$$Z = \frac{L}{CR}$$

Cette autre manière d'écrire l'impédance de résonance montre que cette impédance sera d'autant plus grande que la capacité C sera plus petite ; d'où la recommandation classique en radio d'obtenir l'accord avec le moins de

---

(1) Si R n'est pas négligeable, la condition de résonance dépend, on le voit, de la résistance du circuit.
(2) Bien qu'il s'agisse ici d'une bobine et d'un condensateur en parallèle, le Q du circuit est simplement le Q de la bobine, les pertes dans le condensateur étant en général négligeables par rapport aux pertes dans la bobine.
(3) φ est nul.

capacité et le plus de self-induction possible ; en effet, dans les circuits, tels que celui de la figure VIII-10 utilisés en radio, on cherche, au moment de la résonance, à obtenir entre les bornes A et B une impédance aussi grande que possible (1).

Au moment de la résonance, le courant qui passe de A à B est minimum, mais les courants efficaces I_s et I_c qui circulent dans la bobine et le condensateur sont beaucoup plus importants.

En effet, ces courants efficaces I_s et I_c sont donnés, en fonction de la différence de potentiel efficace E existant aux bornes A et B, par les relations

(5)
$$I_s = \frac{E}{\sqrt{X_s^2 + R^2}} = \frac{E}{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}} = \frac{E}{\omega L}$$

$$I_c = \frac{E}{X_c} = E\omega C$$

dans lesquelles on a négligé R par rapport à ωL.

Comme à la résonance $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, on a $I_s = I_c$.

Le courant I qui passe entre A et B, courant pris à la source qui alimente le circuit parallèle LC, est, toujours au moment de la résonance :

(6)
$$I = \frac{E}{\omega^2 L^2}$$

On remarquera, d'après (5) et (6) que l'on a :

$$I_s = I \frac{\omega L}{R} = IQ$$

A la résonance, le courant dans la bobine, donc le courant dans le condensateur, est égal à Q fois le courant débité par la source branchée en AB. Q étant de l'ordre de 100, à un courant I de 100 mA peut correspondre dans la bobine et le condensateur un courant $I_s = I_c$ de 10 A, ce qui oblige à prendre des mesures spéciales dans la construction de L et de C. Ces mesures s'imposent surtout dans les circuits oscillants mis en œuvre dans les montages émetteurs, circuits dans lesquels il est fréquent d'observer des facteurs Q de l'ordre de 400 ou 500.

En résumé, le circuit LC, considéré indépendamment du circuit auquel il est connecté, se comporte comme une inductance en série avec une capacité, et le courant prenant naissance dans le circuit LC ne sera limité, *à la résonance,* que par la résistance ohmique R de ce circuit (voir fig. VIII-10). Mais aucun courant alternatif à la fréquence de résonance, venant de l'extérieur, ne pourra traverser ce circuit qui se comporte comme une impédance théoriquement infinie pour cette fréquence.

(1) En radio, on place un dispositif du type de la figure VIII-10 dans un circuit où circule un courant à haute fréquence et l'on a en vue de transformer ce courant en différence de potentiel, de créer, en d'autres termes, à l'aide de ce courant, une différence de potentiel aussi importante que l'on pourra. Pour cela, il faut évidemment intercaler un dispositif présentant pour la fréquence de ce courant une résistance apparente (impédance) aussi grande que possible.

Pour des fréquences plus faibles que la fréquence de résonance, le courant circulant entre AB – une tension alternative étant appliquée entre A et B – emprunte surtout la bobine : le circuit LC se comporte comme une bobine.

Le circuit peut être considéré comme une inductance dont l'impédance est équivalente à la différence des deux impédances.

Pour des fréquences plus élevées que la fréquence de résonance, le courant passe surtout par le condensateur : le circuit LC se comporte comme un condensateur.

On peut aussi écrire :

$$\text{Si } L\omega = \frac{1}{C\omega}, \text{ on a } Z = \infty \text{ (résonance).}$$

$$\text{Si } L\omega > \frac{1}{C\omega}, \text{ on a } Z \text{ inductive.}$$

$$\text{Si } L\omega < \frac{1}{C\omega}, \text{ on a } Z \text{ capacitive.}$$

L'amplitude de la différence de potentiel recueillie aux bornes d'un circuit du type de la figure VIII-10 sera maximum au moment de la résonance. On utilisera donc ce circuit dans tous les cas où l'on voudra disposer, entre deux points A et B, d'une différence de potentiel d'amplitude maximum pour une certaine fréquence. En faisant varier la capacité C, on peut modifier la fréquence de résonance et, par conséquent, « favoriser » à volonté une fréquence aux dépens d'autres. C'est le principe de l'accord en radio qui va être démontré par la petite expérience schématisée sur la figure VIII-11.

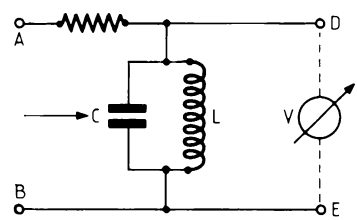


Fig. VIII-11

Nous disposons d'un circuit accordé LC qui, par les grandeurs de L et de C, présente une fréquence propre de 1 000 kHz ; on dit qu'il résonne, qu'il oscille, qu'il est accordé, sur 1 000 kHz. A l'entrée du dispositif, c'est-à-dire entre les bornes A et B, nous connectons un générateur HF, autrement dit un appareil produisant une tension alternative à haute fréquence d'amplitude constante, mais de fréquence réglable au gré de l'opérateur. Notre circuit LC étant accordé sur 1 000 kHz, dans notre expérience, nous ferons varier la fréquence du générateur HF, point par point, de 800 à 1 200 kHz, par exemple. Par ailleurs, entre les bornes D et E de sortie, nous connectons un voltmètre pour haute fréquence V qui nous indiquera les tensions disponibles selon la fréquence appliquée à l'entrée.

Bien que la tension créée et fournie par le générateur soit constante, la tension disponible à la sortie n'est plus constante : elle varie avec la fréquence du signal appliqué, et ceci est dû uniquement à la présence du circuit accordé LC. En fait, par des mesures successives de la tension entre les points D et E correspondant aux fréquences appliquées, nous pouvons tracer la courbe de la figure VIII-12 où l'on voit très bien que la tension est maximum lorsque la fréquence du signal appliqué correspond à la fréquence de résonance du circuit LC (1 000 kHz dans notre exemple).

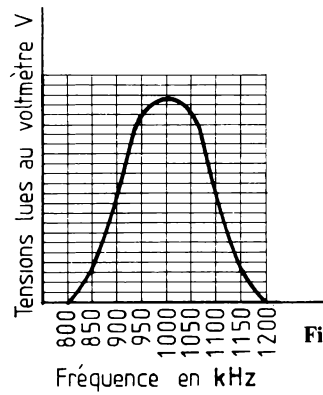


Fig. VIII-12

En d'autres termes, l'impédance présentée par le circuit LC est maximale à la résonance (à la fréquence d'accord). Lorsque la fréquence du signal d'entrée s'écarte de la fréquence d'accord du circuit, soit au-dessous, soit au-dessus, l'impédance présentée par ledit circuit diminue très rapidement.

Rappelons que l'impédance d'un circuit parallèle à la fréquence de résonance se calcule par la formule :

$$Z = \frac{L}{r\,C}$$

L en henrys ;
C en farads ;
Z impédance en ohms ;
r résistance totale des pertes en ohms.

En conséquence, nous voyons que plus la résistance totale de pertes r sera faible, plus l'impédance à la résonance sera grande. Graphiquement, sur la figure VIII-12, cela se traduit par une courbe aux flancs très abrupts. Et l'on pourra dire aussi que plus cette résistance de pertes r sera faible, meilleur sera notre circuit accordé.

D'ores et déjà, nous pouvons comprendre le rôle d'un circuit accordé pour la sélection de l'émission désirée et la réjection des autres. L'entrée du circuit accordé étant sollicitée par diverses oscillations HF de fréquences différentes correspondant aux divers émetteurs reçus, notre circuit mettra principalement

en évidence l'oscillation dont la fréquence est égale à sa fréquence de résonance, puisqu'il présente alors une impédance maximum. Pour les autres oscillations de fréquences différentes, l'impédance baisse considérablement, et ces oscillations sont considérablement affaiblies : on ne les retrouve presque plus à la sortie. Nous avons dit « presque » ; en effet, pratiquement, un seul circuit accordé est insuffisant pour apporter une sélection convenable de l'unique signal désiré. Il est nécessaire de conjuguer l'effet successif de plusieurs circuits accordés pour obtenir une bonne sélection (revoir la figure VIII-5).

La caractéristique d'un circuit accordé faisant qu'il peut sélectionner un courant ou une tension de fréquence donnée égale à sa fréquence de résonance, au détriment des courants ou des tensions de fréquences différentes, s'appelle la *sélectivité.*

La figure VIII-12 montre, en quelque sorte, la courbe de sélectivité de notre circuit.

La sélectivité découle directement du maximum d'impédance offert à la résonance par le circuit parallèle, et comme le maximum d'impédance, la sélectivité sera d'autant plus grande que la résistance de pertes totale sera plus petite. La qualité Q d'un circuit accordé peut se calculer par la formule :

$$Q = \frac{6{,}28\ F\ L}{r}$$

dans laquelle nous avons :

F = fréquence en hertz ;
L = coefficient de self-induction en henrys ;
r = résistance de pertes en ohms ;

Les circuits accordés des récepteurs modernes présentent généralement des facteurs de qualité Q de l'ordre de 60 à 200.

En principe, un récepteur de radio n'est pas destiné à recevoir une seule émission. Il faut recevoir une seule émission pour jouir pleinement du programme désiré ; mais il faut aussi pouvoir recevoir les autres émissions à tour de rôle, les unes après les autres (!), afin de bénéficier du choix des programmes offerts.

C'est la fréquence de résonance du circuit accordé qui sélectionne l'oscillation correspondant à l'émetteur désiré. Il suffit donc de modifier cette fréquence de résonance et de la faire égale tour à tour aux fréquences des autres oscillations désirées.

La fréquence de résonance d'un circuit accordé dépendant de L et de C, nous pourrons donc agir soit sur la capacité du condensateur, soit sur le coefficient de self-induction de la bobine.

Dans ce but, le circuit de la figure VIII-13 comporte un condensateur variable CV permettant de modifier la fréquence d'accord. L'autre procédé est schématisé sur la figure VIII-14 où nous avons un circuit comportant un bobinage à noyau plongeur réglable en fer pulvérisé, noyau modifiant le coefficient de self-induction de la bobine et, en conséquence, la fréquence d'accord du circuit.

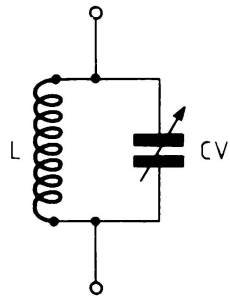


Fig. VIII-13

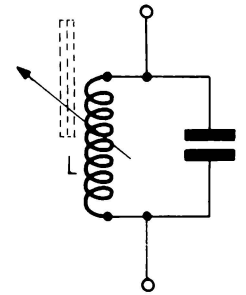


Fig. VIII-14

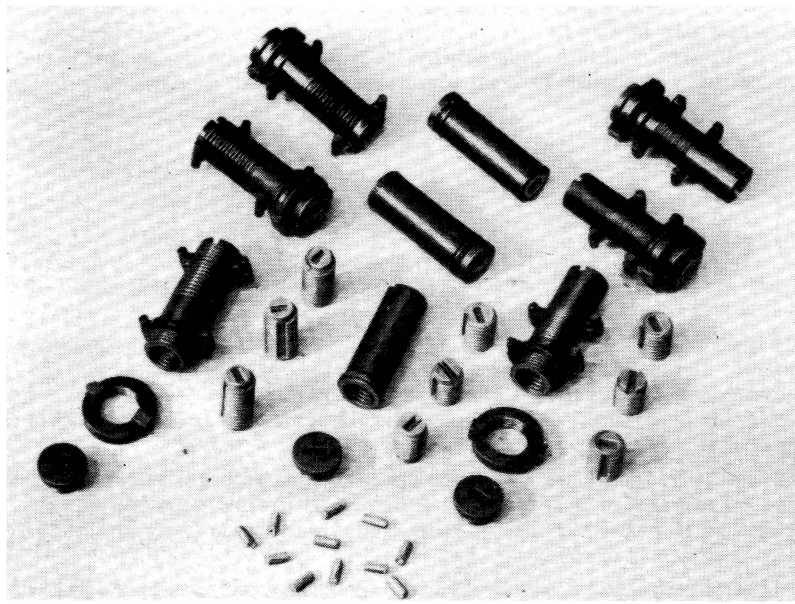


Fig. VIII-15

La figure VIII-15 représente des mandrins pour bobinages, avec clips de fixation, noyaux de ferrite pour le réglage, etc., matériels couramment utilisés pour la confection des circuits accordés en radio.

Nous allons illustrer les divers modes d'utilisation des circuits parallèle, et des circuits série par quelques schémas-types d'application.

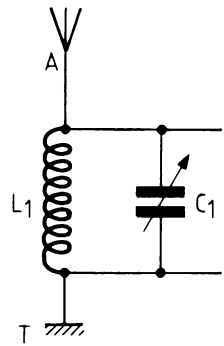


Fig. VIII-16

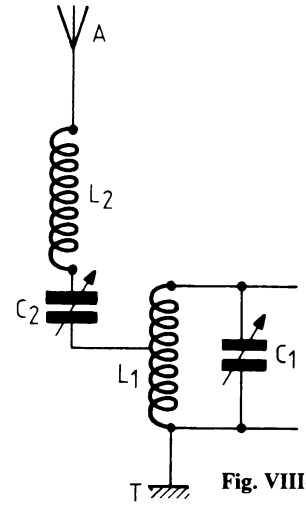


Fig. VIII-17

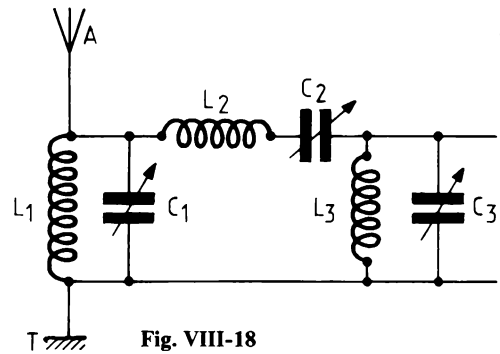


Fig. VIII-18

Sur la figure VIII-16, nous avons l'utilisation d'un circuit parallèle L_1C_1 dans le circuit antenne-terre, à l'entrée d'un récepteur, pour une première sélection de l'émission désirée.

Si nous voulons accroître la sélectivité de ce circuit d'entrée, nous pouvons adjoindre le circuit série L_2C_2, comme il est montré sur la figure VIII-17 : L_2C_2 favorisera le passage de la fréquence désirée en affaiblissant les autres, fréquence qui sera mise en évidence aux bornes de L_1C_1 avec un nouvel affaiblissement pour les fréquences voisines.

Il est possible aussi d'utiliser un circuit série L_2C_2 en liaison entre deux circuits parallèles L_1C_1 et L_3C_3, comme il est indiqué sur la figure VIII-18.

Plus on dispose de circuits accordés, meilleure est la sélectivité. Bien entendu, il importe que les divers circuits accordés soient tous réglés sur la même et unique fréquence de résonance (égale à la fréquence de l'émission désirée).

Procédés de couplage

Il importe que nous sachions coupler entre eux deux circuits accordés, par exemple, ou que nous sachions attaquer le circuit accordé d'entrée d'un récepteur (par le circuit collecteur d'ondes antenne-terre).

Il existe de très nombreux procédés de couplage ; nous nous limiterons à ne citer que les principaux, ceux les plus couramment employés.

Le plus simple est évidemment le *couplage direct* entre le circuit antenne-terre et le premier circuit accordé ; c'est le montage qui a été représenté sur la figure VIII-16.

On lui préfère généralement le *couplage indirect* avec bobine auxiliaire pour le circuit antenne-terre (fig. VIII-19). La bobine auxiliaire L_a est couplée électromagnétiquement à L_1. De cette façon, le circuit L_1C_1 est moins amorti et sa sélectivité est meilleure. Bien entendu, la bobine L_a n'est pas toujours obligatoirement incorporée dans un circuit antenne-terre ; elle peut faire partie du circuit de sortie d'un étage d'amplification et attaquer alors le circuit L_1C_1 monté à l'entrée de l'étage faisant suite.

Citons, pour la liaison entre circuits accordés, les couplages électrostatiques représentés sur la figure VIII-20 ; le couplage électromagnétique « tesla » (couplage indirect entre les bobinages de deux circuits accordés L_1C_1 et L_2C_2) représenté sur la figure VIII-21 et sur lequel nous reviendrons dans un instant ; et enfin, le couplage mixte électrostatique et électromagnétique de la figure VIII-22.

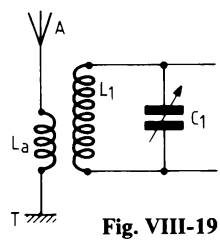


Fig. VIII-19

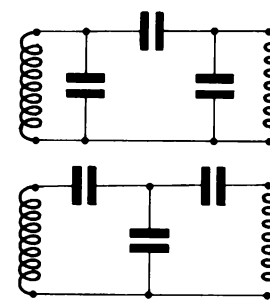


Fig. VIII-20

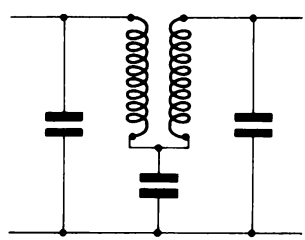


Fig. VIII-22

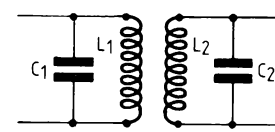


Fig. VIII-21

Il existe d'autres procédés de couplage ; nous nous bornerons à ceux-ci, tous les autres n'étant que des dérivés, des variantes, ou des « mélanges » des schémas de base indiqués.

Filtre de bande (ou « tesla »)

Certes, la sélectivité d'un récepteur doit être très grande afin d'éliminer correctement les émissions voisines gênantes. Toutefois, la courbe de sélectivité globale – résultant de l'ensemble des circuits accordés – ne doit pas être trop pointue au sommet... tout en conservant des flancs aussi abrupts que possible ! N'oublions pas, en effet, que nous n'avons pas qu'une seule fréquence à « passer » (onde porteuse), mais aussi les fréquences de modulation (bandes latérales) ; dans ce but, revoir la figure VIII-4.

Il est donc nécessaire que la courbe globale de sélectivité du récepteur respecte ces bandes latérales de modulation. Si la courbe est trop pointue, on constate un affaiblissement dans la reproduction des notes aiguës (fréquences élevées de la modulation). Compte tenu de la figure VIII-4 et de ce qui vient d'être dit, nous déduirons que la courbe de sélectivité idéale sera un rectangle ayant une largeur de 9 kHz (fig. VIII-23), toujours dans le cas de la réception d'une émission faite en modulation d'amplitude.

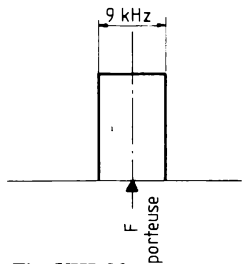


Fig. VIII-23

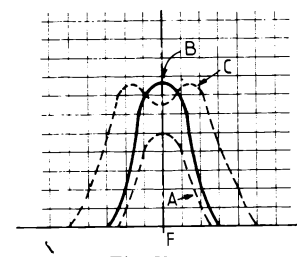


Fig. VIII-24

Pratiquement, il est impossible d'atteindre ce résultat idéal ; mais on peut s'en approcher avec le filtre de bande ou tesla, dispositif comportant deux circuits accordés dont les bobinages sont couplés électromagnétiquement de façon convenable (circuits de la figure VIII-21).

Nous supposerons que le couplage entre L_1 et L_2 des circuits de la figure VIII-21 est variable, ces circuits étant accordés tous deux à la fréquence de résonance F. Nous commencerons avec un couplage très faible entre L_1 et L_2 et nous relèverons la courbe de sélectivité (ou courbe de la bande passante) ; nous obtiendrons la courbe A de la figure VIII-24.

Augmentons progressivement le couplage et relevons la courbe de sélectivité chaque fois. Pour un certain couplage, appelé *couplage critique,* nous obtiendrons la courbe B, courbe remarquable parce que sa forme se rapproche de la courbe rectangulaire idéale.

C'est bien le couplage critique, car si nous continuons à augmenter encore ce couplage, la courbe de sélectivité prend la forme représentée par C..., forme désastreuse quant à cette fameuse sélectivité.

Les filtres de bande comportent donc des circuits placés au couplage critique à la fabrication, et l'on conçoit que, grâce à l'effet conjugué de plusieurs filtres de bande, on puisse s'approcher beaucoup de la bande passante rectangulaire idéale.

CHAPITRE IX

LA DETECTION (MODULATION EN AMPLITUDE)

On se souvient que les ondes électromagnétiques ne sont utilisées que comme « porteuses » des oscillations BF, c'est-à-dire de la modulation. A la réception, nous sommes donc en présence d'un courant à haute fréquence (HF) porteur d'un courant à basse fréquence (BF) ; on dit aussi que le courant HF est modulé par le courant BF. Il est bien évident que seul le courant BF, seule cette modulation, nous intéresse. La détection consiste précisément à séparer, à extraire, ce courant BF qui nous fournira l'audition souhaitée (après amplification, le cas échéant).

§ 1. – Principe élémentaire de la détection

Examinons la figure IX-1 en A ; nous voyons nos oscillations HF + BF. Appliquons ce courant complexe à un détecteur ; à la sortie de ce dernier, nous obtenons ce qui est représenté sur la figure IX-1 en B. Nous ne conservons que les signaux situés au-dessus de l'axe Ox, c'est-à-dire les signaux positifs ; toute la partie négative, celle située au-dessous de l'axe Ox, a été éliminée. Nous aurions pu tout aussi bien conserver les signaux négatifs et éliminer ceux situés au-dessus de l'axe Ox ; ceci dépend uniquement du sens de connexion du détecteur.

Pourquoi et comment obtient-on ce résultat ?

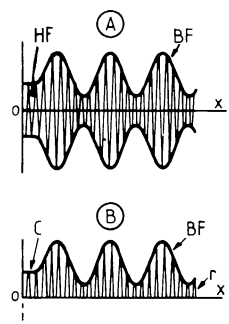


Fig. IX-1

Parce qu'un détecteur est un organe qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens et s'oppose à son passage dans l'autre sens. On dit qu'il s'agit d'un organe à conductibilité unilatérale.

Cette conductibilité unilatérale peut être représentée graphiquement. Sur la figure IX-2, nous avons tracé la courbe caractéristique d'un détecteur, en portant sur l'axe horizontal les tensions positives et négatives appliquées, et sur l'axe vertical les intensités positives ou négatives correspondantes. On voit immédiatement que pour des tensions positives, c'est-à-dire des tensions appliquées dans le sens de conductibilité du détecteur, l'intensité est importante. Par contre, pour des tensions négatives, c'est-à-dire des tensions appliquées dans le sens de non-conductibilité du détecteur, l'intensité est extrêmement faible.

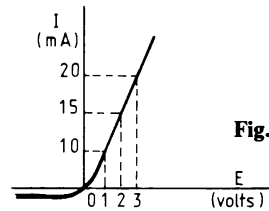


Fig. IX-2

La courbe caractéristique du détecteur représentée sur la figure IX-2 s'appelle « caractéristique de redressement ». Le constructeur d'un détecteur s'efforce toujours :

1° De faire cette caractéristique aussi droite que possible, afin d'obtenir une détection bien linéaire, c'est-à-dire que des variations de la tension appliquée provoquent des variations d'intensité rigoureusement proportionnelles ;

2° De faire le courant inverse, c'est-à-dire le courant qui passe dans le sens de non-conductibilité, aussi faible que possible.

Au point de vue linéarité de la détection, avec les organes détecteurs modernes, nous approchons de la perfection. En effet, seule la base de la courbe caractéristique présente un petit arc au départ du zéro ; tout le reste est parfaitement droit.

Quant au courant inverse, la caractéristique se rapproche énormément de l'axe horizontal ; ce qui signifie que ce courant est extrêmement faible, tellement petit... qu'il peut être négligé.

Mais revenons maintenant à la partie B de la figure IX-1, nous montrant la forme d'un courant HF modulé après son passage dans le détecteur.

En l'absence de modulation, le courant HF seul est néanmoins détecté ; on dit aussi redressé. Et nous obtenons alors un courant ondulé fait d'alternances successives, mais toutes de même sens, représenté en c. Ce courant ondulé peut être filtré, soit par un simple condensateur de faible capacité, soit par un filtre un peu plus complexe dit filtre en π comportant une résistance associée à deux condensateurs. Le courant ondulé devient alors courant continu ; c'est la composante continue issue du courant HF détecté et proportionnelle à l'amplitude de ce dernier. On peut constater d'ailleurs la même

chose lorsque le courant HF est modulé ; on parle alors de composante continue moyenne. Mais elle a la même valeur que la composante continue née de la détection des signaux HF non modulés ; en effet, la modulation fait varier l'amplitude de façon parfaitement symétrique au-dessus et au-dessous du niveau HF moyen, et la composante continue moyenne restera donc égale à elle-même.

Comme nous l'avons dit, la composante continue née de la détection est proportionnelle à l'amplitude des signaux HF reçus. Dans les récepteurs modernes, on utilise donc cette tension continue pour commander automatiquement le gain des étages amplificateurs HF : l'amplification augmente lorsque le signal HF faiblit. Il s'agit là de la commande automatique de volume (C.A.V.) ou commande automatique de gain (C.A.G.). Sur les récepteurs simples, la composante continue est inutilisée. Mais nous reviendrons sur tout cela en temps utile.

Pour l'instant, nous avons dit que seule l'extraction des signaux BF nous intéressait. Par l'examen de la partie B de la figure IX-1, nous voyons que nous obtenons bien notre modulation BF. L'action du condensateur de filtre (appelé aussi condensateur réservoir), ou du filtre en π, a supprimé les ondulations HF résiduelles r. Autrement dit, à la sortie du filtre faisant suite à la détection, nous avons nos signaux BF superposés à une tension continue, comme il est montré sur la figure IX-3.

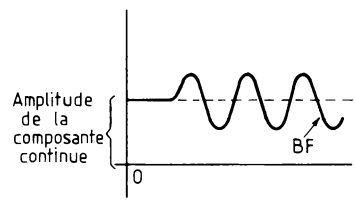


Fig. IX-3

Si cette tension continue n'est pas gênante, on l'applique, en même temps que les signaux BF, à l'étage ou à l'organe reproducteur faisant suite (liaison directe).

Par contre, s'il ne faut pas appliquer cette tension continue au circuit suivant, rien de plus simple pour s'en débarrasser. Il suffit d'intercaler un condensateur dans la liaison à l'étage faisant suite. La tension continue ne traversera pas le condensateur ; seuls les signaux BF (courant alternatif) trouveront leur passage à travers le condensateur et seront appliqués à l'étage suivant.

§ 2. – Détecteurs utilisés en radio

Au début de la radio, on exploitait la propriété de conductibilité unilatérale de certains cristaux (notamment le cristal de galène ou sulfure de plomb) pour la fabrication des détecteurs.

Dans les détecteurs modernes, on utilise un cristal de germanium (ou de silicium) sur lequel est soudée une pointe de contact en tungstène. De ce fait, le détecteur est absolument indéréglable ; il est parfaitement stable, il présente une capacité propre très faible, et son courant inverse est pratiquement négligeable. Ces diodes à cristal sont d'un encombrement extrêmement réduit.

La photographie de la figure IX-4 nous montre des diodes au germanium et au silicium tout verre (R.T.C.), types miniatures et subminiatures. Aux extrémités, nous avons des fils permettant la soudure de la diode dans le circuit où elle est insérée. A ce propos, indiquons qu'il ne faut jamais souder les fils trop près de la diode ; en outre, au moment de la soudure, il convient de serrer le fil entre les mors d'une pince plate, placée entre la diode proprement dite et le point de soudure. Cette disposition évite la propagation de la chaleur à l'intérieur de la diode, ce qui risquerait de l'endommager.

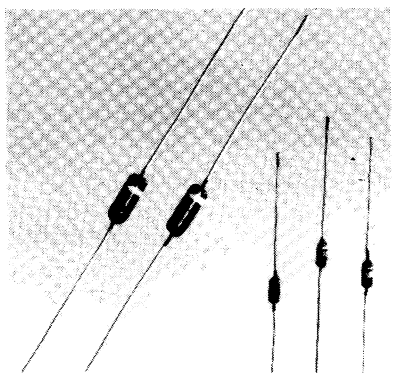


Fig. IX-4

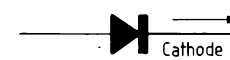


Fig. IX-5

La représentation symbolique utilisée dans les schémas est montrée sur la figure IX-5 ; bien entendu, on précise généralement aussi le type de la diode employée. Le courant circule dans le sens de la flèche (sens conventionnel du courant) ; on remarquera le sens de la flèche par rapport au triangle utilisé dans la représentation symbolique de la diode. Le fil de connexion par lequel le courant « sort » de la diode s'appelle la *cathode*. Pratiquement, sur une diode, la cathode est repérée soit par le signe +, soit par un anneau de couleur.

§ 3. – La détection AM

« Détection AM », cela veut dire détection de la modulation en amplitude, et nous allons revenir d'une façon plus détaillée sur cette détection qui n'a été examinée que très superficiellement au paragraphe 1 précédent.

Indiquons tout d'abord les schémas des deux montages les plus usuels :

a) le montage dit série, parce que la résistance de détection R_d est en série avec la diode D (voir fig. IX-6) ;

b) le montage dit parallèle, parce que la résistance de détection R_d est en parallèle avec la diode D (voir fig. IX-7).

Dans les deux montages, les signaux HF modulés à détecter sont mis en évidence aux bornes du circuit accordé LC.

Le condensateur C_d est le condensateur de détection ou condensateur-réservoir ; dans le montage parallèle (fig. IX-7), il cumule en outre la fonction de condensateur de liaison à la diode.

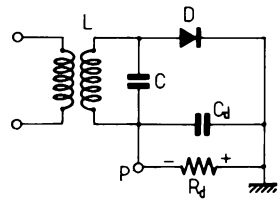


Fig. IX-6

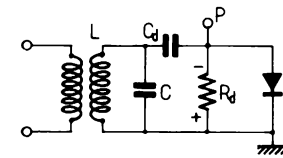


Fig. IX-7

R_d est la résistance de détection ou résistance de charge de la diode ; c'est aux bornes de cette résistance qu'apparaissent les tensions détectées.

Lorsque le signal haute fréquence appliqué n'est pas modulé, la tension détectée est une tension continue dont la valeur est proportionnelle à l'amplitude du signal HF. Les légères ondulations issues de tout redressement sont absorbées par la résistance R_d, résistance de grande valeur, et par le condensateur-réservoir C_d ; c'est pour cela que nous pouvons parler de tension continue.

Lorsque le signal HF appliqué est modulé, à la tension continue de détection se trouve superposée la tension alternative correspondant aux signaux BF de la modulation.

Il est bien évident que cette tension alternative de modulation doit être respectée, puisque c'est elle qui nous intéresse. On arrive à ce résultat en adoptant des valeurs judicieuses pour R_d et C_d, valeurs telles que les variations d'amplitude des signaux de modulation (fréquences peu élevées) soient respectées, mais que les ondulations de la tension détectée (fréquences très élevées) soient aussi faibles que possible (pour tendre à la tension continue parfaite).

Les signaux BF sont disponibles au point P et ils sont généralement canalisés à l'amplificateur basse fréquence faisant suite par l'intermédiaire d'un simple condensateur de liaison de 10 000 à 50 000 pF, parfois davantage.

Au point P, nous disposons donc également d'une tension continue, négative par rapport à la masse. Cette tension, étant proportionnelle à l'amplitude des signaux HF d'entrée, est généralement employée comme tension de commande automatique de gain des étages amplificateurs précédant la détection ; nous en reparlerons ultérieurement.

●

La détection des signaux modulés en amplitude constitue donc la fonction charnière par laquelle l'information utile est extraite de la porteuse modulée. C'est vraisemblablement la fonction la plus ancienne, mais souvent la plus méprisée dans un récepteur, car apparemment la plus simple. Or, si certaines précautions ne sont pas prises, on peut perdre dans ce circuit toutes les qualités de transmission permises par les autres étages.

Nous aborderons donc ici la théorie fondamentale de la détection des signaux modulés en amplitude, sans toutefois trop insister sur les développements mathématiques.

Considérons une attaque de la détection constituée par une simple porteuse sinusoïdale d'expression $e = E \sin \omega t$. Le générateur qui fournit ce signal présente une résistance ρ. En l'absence du condensateur d'intégration, ou condensateur « réservoir » C_d (voir fig. IX-8 en A), il se développe aux bornes de la résistance de détection R_d des alternances de sinusoïde à peine altérées par la tension de coude de la diode lorsque le signal appliqué est suffisamment fort.

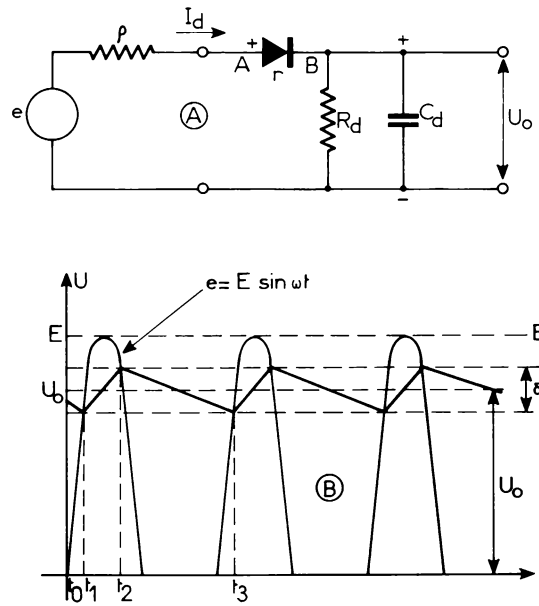


Fig. IX-8

Si nous connectons le condensateur C_d, les impulsions de courant contribuent à une charge qui maintient aux bornes une composante moyenne U_O à laquelle se superpose une ondulation δ (voir figure en B). Si la constante de temps $\theta_d = R_d C_d$ était suffisamment élevée pour que l'ondulation soit négligeable, l'ensemble aux bornes desquelles apparaît U_O se comporterait exacte-

ment comme une pile. La diode ne conduit donc que si le point A devient positif par rapport au point B, ce qui n'existe que pour les crêtes positives du signal d'entrée.

Il en découle la notion d'angle d'ouverture : $2\,\theta = \omega\,\Delta t$ pendant lequel le courant I_d circule. Sur les schémas de la figure IX-9, on voit que ce courant n'existe, en effet, qu'entre t_1 et t_2, c'est-à-dire durant un laps de temps Δt qui peut être nettement plus court que la demi-période ; tout dépend de la valeur de la constante de temps θ_d.

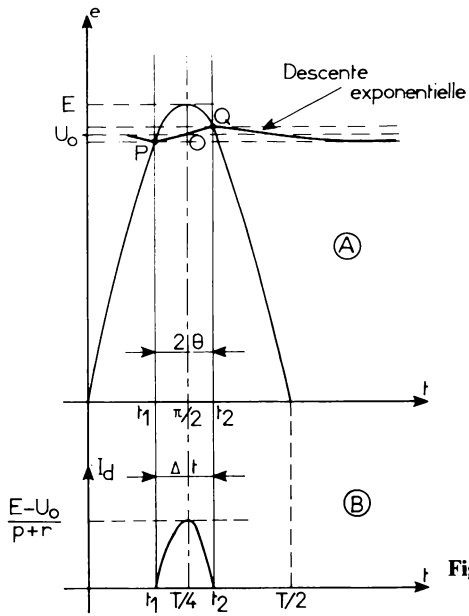


Fig. IX-9

Pendant Δt, le condensateur C_d se charge selon une loi qui n'est pas seulement exponentielle : on pourrait démontrer que la montée PQ (fig. IX-9 en A) résulte de la somme d'une cosinusoïde et d'une exponentielle. Le courant I_d qui lui correspond est donc légèrement dissymétrique (en B, fig. IX-9).

Entre deux alternances, le condensateur se décharge en R_d selon une loi rigoureusement exponentielle, car la diode ne conduit plus. Alors U_O constitue finalement la valeur moyenne de l'ondulation, celle-ci s'alignant sur la composante continue de détection. Si cette détection était parfaite et si la constante de temps θ_d était infinie, la composante continue atteindrait la valeur de crête E. Comme cela est physiquement impossible, le rapport U_O/E qualifie le rendement de détection du système ; il se révèle d'autant meilleur que la résistance série $(\rho + r)$ du circuit devient négligeable devant R_d et que la constante de temps θ_d est grande devant T.

Si le signal à haute fréquence est modulé, l'ondulation précédente suit la courbe enveloppe de modulation (voir fig. IX-10). Il suffit de disposer une cellule RC atténuant la composante ci-dessus pour ne recueillir finalement que l'information véhiculée par la porteuse (fig. IX-11). Il va de soi que la cellule utilisée ne doit pas affaiblir ici les signaux BF, mais que l'ondulation suivant la courbe enveloppe doit être complètement résorbée ; très fréquemment, on admet pour valeurs R = 47 kΩ et C = 47 à 100 pF.

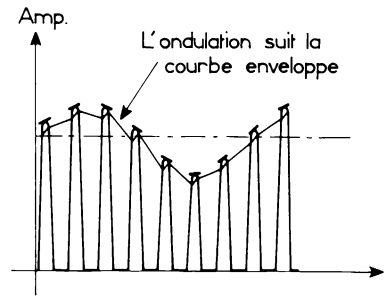


Fig. IX-10

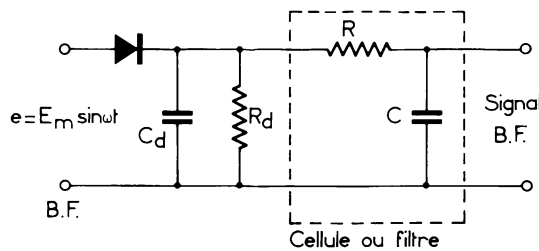


Fig. IX-11

Lorsqu'il s'agira uniquement de l'extraction de la composante continue correspondante (cas de la commande automatique de gain C.A.G.), une cellule RC effectuant une complète intégration sera nécessaire et généralement aura pour valeur R = 470 kΩ et C = 0,1 μF.

En d'autres termes, dans le premier cas, le circuit RC procède à l'élimination des signaux HF et ne conserve que les signaux BF de l'enveloppe. Avec le second circuit RC, on ne conserve que la composante continue moyenne U_O proportionnelle à la « porteuse » HF.

La figure IX-8 se rapporte à la détection « série ». Avec la détection parallèle (fig. IX-12), nous pourrions reprendre la même analyse et l'on retrouverait un comportement très voisin, sinon identique, à celui de la détection « série ». La composante HF apparaît intégralement reproduite entre S_1 et M, les éléments C_d et R_d constituant en effet une simple liaison par

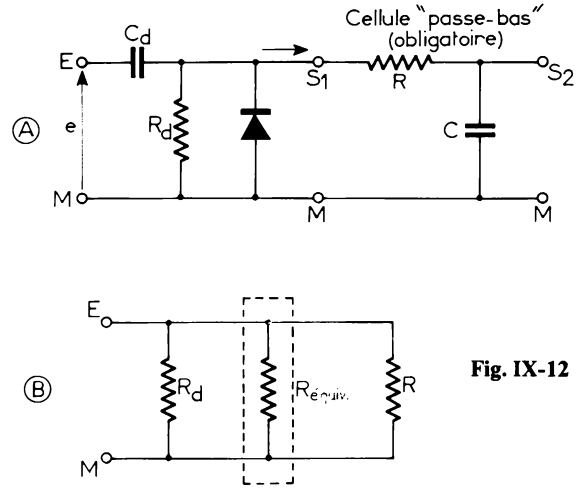


Fig. IX-12

capacité. La présence d'une cellule RC « passe-bas » s'avère *obligatoire* après la détection si l'on ne veut pas produire des interférences par mélange intempestif des composantes HF et BF dans les équipements d'audio-fréquence.

La notion de rendement de détection reste inchangée. Par contre, l'amortissement est plus grand puisque la résistance de détection et celle de la cellule passe-bas viennent par surcroît en parallèle sur la résistance équivalente de la diode ; l'observation du schéma le démontre bien.

La résistance d'amortissement vient amortir (d'où son nom) le circuit HF ou MF précédant la détection. C'est, en fait, la résistance que voit le générateur e sous forme d'une puissance e^2_{eff}/R_{equi} effectivement consommée.

Cette résistance d'amortissement est de l'ordre de $R_d/2$ pour la détection « série » et de $R_d/3$ pour la détection « parallèle ».

Dans tous les cas, la résistance de détection R_d ne peut pas être quelconque : elle résulte d'un compromis assez complexe où la fréquence de modulation et la capacité de détection C_d interviennent. C'est aussi une des raisons pour laquelle on utilise rarement la détection parallèle, mais plutôt la détection série de la figure IX-8.

La constante de temps de détection $\theta_d = R_dC_d$ ne doit pas être trop élevée si l'on ne veut pas que les creux de modulation soient entamés chaque fois que la diode ne conduit plus (région OQ de l'enveloppe de la fig. IX-13).

Manifestement, en se plaçant au point O où la diode cesse de conduire, l'exponentielle représentant la décharge de C_d dans R_d doit partir *tangente* à la courbe enveloppe. Au-dessus, le creux de modulation serait entamé ; en dessous, c'est inutile, la composante HF résultant de l'ondulation risquant de perturber l'amplificateur faisant suite.

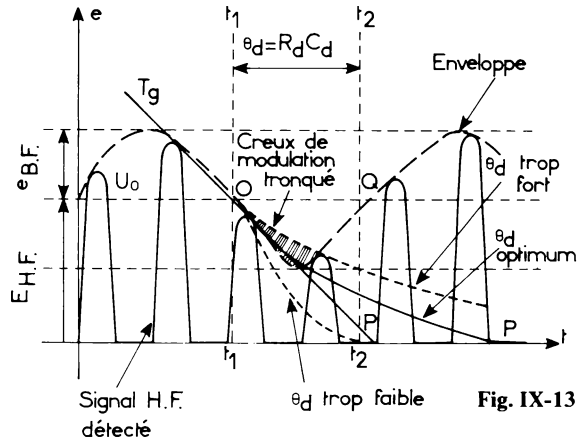


Fig. IX-13

Le calcul de la constante de temps optimale résulte de l'observation précédente. Il suffit d'assimiler la tangente à la courbe enveloppe au point O avec la tangente à l'origine de l'exponentielle OP.

On a pu dire également que pour obtenir un fonctionnement correct du détecteur, la charge en courant alternatif (BF) doit être *au minimum* égale à 90 % de la charge en courant continu, et cela non seulement aux fréquences basses (pour lesquelles la condition est généralement remplie), mais également aux fréquences les plus élevées des informations à transmettre.

Pour satisfaire aux conditions précédemment exposées, il est donc nécessaire de déterminer avec soin la valeur des condensateurs et résistances composant le circuit.

La figure IX-14 représente un montage de détecteur diode dont les valeurs mentionnées permettent d'accepter sans déformation une profondeur de

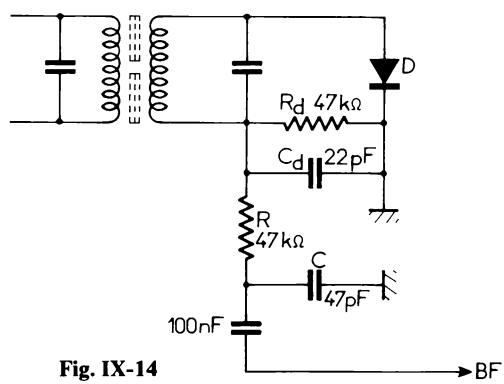


Fig. IX-14

modulation de 90 %, et pour une gamme de transmission allant jusqu'à 10 000 Hz (radiodiffusion AM).

Comme nous l'avons dit, il s'agit ici uniquement de la détection des signaux modulés en amplitude. Rappelons que la détection des signaux modulés en fréquence sera étudiée au cours du chapitre XVIII.

Quant à la détection des signaux transmis en modulation à bande latérale unique (B.L.U. ou S.S.B.) faisant appel à des détecteurs spéciaux dits de produit, avec oscillateur pour la reconstitution de la porteuse, le lecteur pourra se reporter à des ouvrages spécialisés (L'Emission et la Réception d'Amateur, par exemple).

CHAPITRE X

BASES SUCCINCTES DU TUBE DE RADIO

§ 1. – Généralités

Il est bien évident que les lampes (on dit surtout tubes) ont pratiquement disparu, remplacées par les semi-conducteurs (diodes, transistors, circuits intégrés, etc.).

Cependant, il est encore des domaines de la radiotechnique – ou de l'électronique en général – où ce remplacement n'est pas réalisé pour diverses raisons.

D'autre part, il serait impensable, et nullement souhaitable, qu'un technicien – même de formation récente – soit totalement ignorant des tubes et de leur fonctionnement.

Ce sont les raisons pour lesquelles une étude des tubes reste indispensable ; nous la ferons cependant succincte en réservant une part majeure à tous les semi-conducteurs.

Un tube électronique est constitué par une ampoule de verre (quelquefois, de métal) dans laquelle on a fait le vide. A l'intérieur de l'ampoule sont montées les électrodes du tube. Elles sont au nombre de deux à neuf, selon le type de tube. Nous parlons ici de tubes simples, car il est possible aussi de rencontrer des modèles comportant plusieurs tubes, aux fonctions différentes, dans la *même* ampoule. Les électrodes sont reliées, au moyen de fils, aux broches du culot du tube. Par l'intermédiaire du support recevant le culot du tube et le maintenant en position convenable, il se trouve connecté au circuit dans lequel il est incorporé et reçoit les tensions d'alimentation convenables.

Parmi les électrodes composant un tube électronique, il y a toujours une *cathode* et une *anode.* Ainsi, dans la lampe la plus simple, celle qui ne comporte que deux électrodes et que l'on appelle *diode,* nous aurons donc une cathode et une anode. Toutes les électrodes qu'il est possible d'ajouter portent le nom de *grilles* et se trouvent pratiquement intercalées entre la cathode et l'anode.

C'est ainsi qu'une lampe à trois électrodes comporte, dans l'ordre, une cathode, une grille et une anode. Ce tube électronique s'appelle *triode.* Si

nous avons quatre électrodes, ce sera, dans l'ordre : une cathode, une grille, une seconde grille, et une anode : cette lampe s'appelle alors *tétrode.*

En continuant de cette sorte, nous avons les tubes suivants : pentode, hexode, heptode, octode et ennéode.

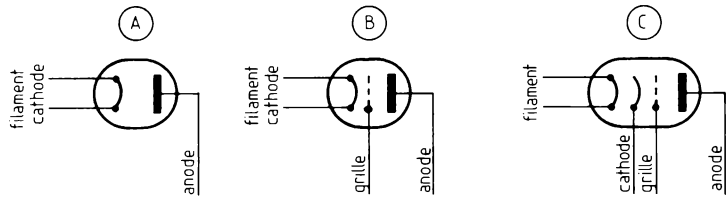


Fig. X-1

La figure X-1 nous montre la représentation schématique des tubes de radio : en A, une diode ; en B, une triode ; ensuite, il suffit d'intercaler des grilles selon le type du tube. Avant d'aller plus loin, nous devons tout de suite préciser que la cathode est une électrode qui doit être chauffée. Dans les tubes à chauffage direct, la cathode est parcourue par un courant électrique qui la porte au rouge sombre. On peut donc dire que cathode et filament de chauffage ne font qu'un. C'est le cas des tubes représentés en A et B sur notre figure X-1. Par contre, dans le cas d'un tube à chauffage indirect, nous avons deux organes bien distincts : la cathode chauffée par un filament séparé : ceci est représenté en C sur notre figure. Dans ce cas, le filament ne fait pas fonction de cathode ; il n'est là que pour chauffer cette dernière et il ne compte pas pour une électrode. C'est ainsi que les dessins B et C représentent tous deux des triodes, la première étant à chauffage direct, la seconde à chauffage indirect.

§ 2. – Fonctionnement du tube triode

Si l'on considère une diode à vide (fig. X-2) et que l'on applique une tension continue entre cathode et anode (pôle + relié à l'anode), on constate la circulation d'un courant électrique allant de l'anode à la cathode à l'intérieur de la lampe (sens conventionnel du courant)..., cela à condition que le filament (cathode) soit chauffé et libère ainsi des électrons (chargés *négativement).* Ces électrons libérés sont donc attirés par l'anode qui est soumise à un potentiel *positif.*

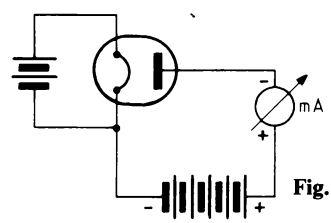


Fig. X-2

Dans une triode, une électrode appelée grille de commande se trouve placée entre anode et cathode ; en général, cette grille est soumise à une tension plus ou moins négative par rapport à la cathode. Les électrons, chargés négativement, issus de la cathode, vont être repoussés, refoulés, et cela d'autant plus que le potentiel négatif de la grille sera important.

Seuls, certains électrons attirés par l'anode positive réussiront à passer à travers les mailles de la grille, et il en passera d'autant plus que la grille sera moins négative par rapport à la cathode.

Par contre, si la grille est extrêmement négative, on peut aller jusqu'à l'arrêt total du passage des électrons ; aucun n'atteignant alors l'anode, l'intensité anodique est nulle.

Si nous risquons une comparaison hydraulique, nous pouvons considérer la grille et les variations de son potentiel comme un robinet que l'on ouvre plus ou moins.

Réalisons maintenant le montage expérimental de la figure X-3, montage consistant dans l'alimentation normale d'une triode. Nous avons la tension de chauffage (non représentée sur le dessin) ; nous avons aussi la batterie haute tension P2 pour l'alimentation anodique. Nous remarquons que la tension positive appliquée à l'anode est réglable selon la position du curseur du potentiomètre Pot. 2. Cette tension anodique est mesurée par le voltmètre V2, et l'intensité d'anode correspondante est indiquée par le milliampèremètre mA_2.

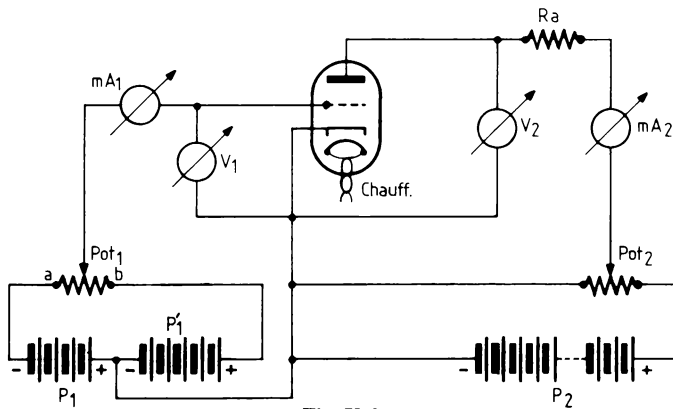


Fig. X-3

Dans le circuit de grille, nous avons deux batteries P1 et P'1 connectées comme il est indiqué sur la figure et fermées sur les extrémités d'un potentiomètre Pot. 1 dont le curseur est relié à la grille. Nous voyons bien que lorsque le curseur sera en a, la grille sera négative par rapport à la cathode ; lorsqu'il sera en b, la grille sera positive, et lorsqu'il sera exactement à mi-course (en c), la grille sera au même potentiel que la cathode. Le voltmètre V_1 mesure la tension appliquée à cette grille (par rapport à la cathode) et le milliampèremètre mA_1 indiquera l'intensité éventuelle circulant dans le circuit.

Si nous appliquons une tension positive donnée sur l'anode et si nous déplaçons le curseur de Pot. 1 de c vers a, et inversement, nous verrons diminuer, puis augmenter de nouveau, l'intensité lue au milliampèremètre anodique mA_2. Nous voyons bien le rôle de « robinet » de la grille agissant sur l'intensité du circuit de plaque.

Mais nous n'avons pas réalisé ce montage uniquement pour cela. Il permet davantage et notamment la détermination et le relevé des caractéristiques d'un tube électronique.

§ 3. – Caractéristiques des tubes

A l'aide du montage de la figure X-3, nous allons tout d'abord mesurer les différentes intensités anodiques obtenues pour différentes tensions appliquées à la grille, ceci en maintenant la tension anodique constante : disons 150 V pour commencer. Nous noterons chaque fois les résultats obtenus sur un papier quadrillé, en faisant un simple point. Sur l'axe vertical du papier quadrillé, nous avons les milliampères correspondant à l'intensité anodique, et sur l'axe horizontal, les volts correspondant à la tension de grille (voir fig. X-4).

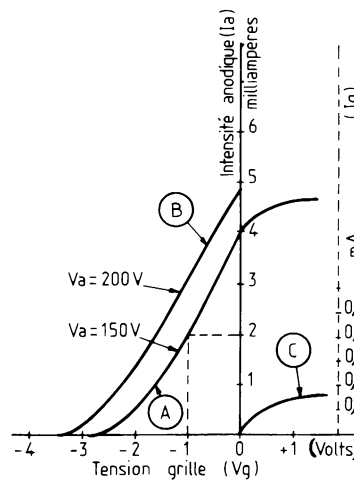


Fig. X-4

Dans notre expérience, nous voyons que pour une tension grille V_g de – 2,5 V, l'intensité anodique I_a est nulle ; pour V_g = – 2 V, I_a = 0,3 mA ; pour V_g = – 1,5 V, I_a = 1,2 mA ; pour V_g = – 1 V, I_a = 2 mA ; etc. Ceci en maintenant toujours la tension anodique à 150 V. A chaque mesure, nous avons marqué un point en face de – 2,5 V et 0 mA, un point en face de – 2 V et 0,3 mA, un point en face de – 1,5 V et 1,2 mA, etc.

En joignant tous ces points entre eux, nous avons obtenu la courbe A de la figure X-4, qui est la courbe caractéristique I_a/V_g de la triode en étude pour une tension anodique de 150 V.

Pour V_a = 150 V, l'intensité anodique maximum normalement obtenue est de 4 mA, lorsque V_g = 0 V, c'est-à-dire lorsque la grille est au même potentiel que la cathode.

Que se passe-t-il si nous appliquons maintenant une tension positive à la grille (curseur allant de c vers b) ? Eh bien ! l'intensité anodique continue à augmenter jusqu'à une tension grille de + 1 V. Mais nous remarquons que notre courbe A s'incurve et devient horizontale ; c'est que nous avons atteint la *saturation :* tous les électrons émis par la cathode sont absorbés, soit par l'anode, soit par la grille. Oui, nous disons bien la grille ; en effet, elle est alors positive et attire, et retient, pour son compte, quelques électrons au passage. Dès que la grille devient positive, il y a donc déclenchement d'un courant de grille qui est parfaitement décelé par le milliampèremètre mA_1 (fig. X-3) et qui est représenté par la courbe C sur la figure X-4. Sur cette dernière figure, l'intensité de grille I_g se lit sur une échelle verticale auxiliaire (en pointillés) dont la graduation est « dilatée » (cette intensité étant évidemment assez faible).

Dans le cas de la courbe A correspondant à V_a = 150 V, la tension de grille de – 2,5 V provoquant l'arrêt de l'intensité anodique est appelée « tension d'annulation » ou encore « tension de cut-off ».

Si nous appliquons maintenant 200 V à l'anode, nous pouvons recommencer nos expériences successives et mesurer les intensités anodiques correspondant à chaque tension négative de grille (de – 4 à 0 V). Nous obtenons alors la courbe B, caractéristique I_a/V_g de notre tube pour V_a = 200 V. L'intensité anodique maximum obtenue (pour V_g = 0) est alors de 4,8 mA ; la tension de « cut-off » est de – 3,5 V.

●

Un autre procédé de tracé des caractéristiques, utilisant toujours le montage de la figure X-3, consiste à mesurer les intensités anodiques Ia successives pour différentes valeurs de tension anodique V_a, ceci avec une tension de grille V_g fixe.

On obtient alors les courbes représentées sur la figure X-5 ; il s'agit alors des caractéristiques I_a/V_a tracées successivement pour V_g = 0, – 1 et – 2 V ; ce groupe de courbes porte le nom de réseau de Kellog.

Les caractéristiques graphiques d'un tube, soit les caractéristiques Ia/Vg, soit les caractéristiques I_a/V_a, permettent de connaître et d'apprécier le fonctionnement de ce tube ; on peut en déduire les conditions d'emploi optimum du tube...

Remarquons cependant que l'on publie soit les courbes I_a/V_g, soit les courbes I_a/V_a, et non les deux groupes, ce qui ferait parfaitement double emploi ! En effet, les deux réseaux de courbes (fig. X-4 et fig. X-5, par exemple) fournissent exactement les mêmes renseignements. C'est ainsi que nous voyons sur la figure X-4 que pour V_a = 150 V et V_g = – 1 V, nous obtenons I_a = 2 mA. Passons à la figure X-5, nous avons exactement les mêmes renseignements.

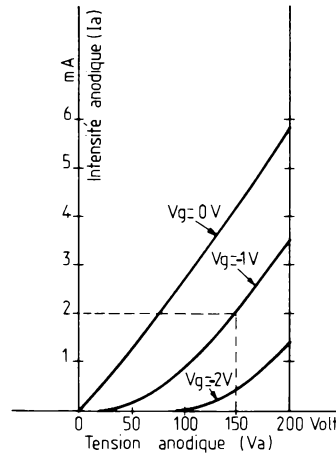


Fig. X-5

Un tube électronique est caractérisé par trois grandeurs qui découlent directement des expériences que nous venons de faire. Ce sont sa résistance interne, sa pente et son coefficient d'amplification. Dans les paragraphes suivants, nous allons étudier ces trois grandeurs caractéristiques et nous verrons qu'il est possible de les déterminer directement d'après un réseau de courbes I_a/V_g.

La résistance interne

La résistance interne d'un tube électronique a pour symbole la lettre grecque ρ (prononcez rô) et s'exprime en ohms. N'allons surtout pas croire que la résistance interne d'un tube peut se calculer en divisant la tension anodique appliquée par l'intensité anodique correspondante ; ce n'est absolument pas cela !

Lorsqu'on maintient la tension de grille V_g constante, et que l'on fait varier la tension d'anode V_a, cette variation de V_a se traduit par une variation correspondante de l'intensité anodique I_a. Ceci est illustré par la figure X-6 représentant un réseau simple des caractéristiques I_a/V_g d'un tube donné.

Pour $V_g = -1$ V, avec $V_a = 200$ V, nous avons $I_a = 2$ mA, et avec $V_a = 225$ V nous avons $I_a = 4{,}5$ mA. Autrement dit, dans notre exemple, une variation de V_a de 25 V se traduit par une variation de I_a de 2,5 mA.

Pour éviter toute erreur, ces variations s'indiquent dans les formules par la lettre grecque Δ (prononcez delta) ; ainsi les variations de V_a et de I_a sont respectivement indiquées par ΔV_a et ΔI_a.

La résistance interne d'un tube électronique est égale, pour une tension de grille constante, au quotient de ΔV_a par ΔI_a.

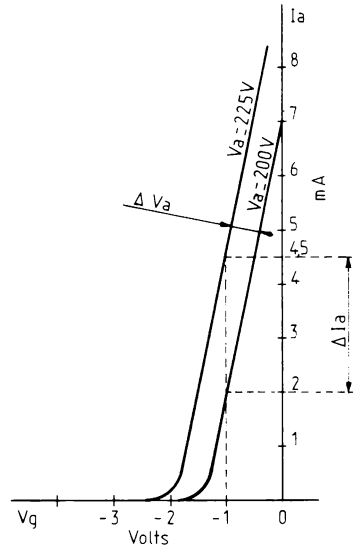


Fig. X-6

Cela s'écrit : $$\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$$

ρ en ohms ;
ΔV_a en volts ;
ΔI_a en ampères.

C'est ainsi que, dans notre exemple, la résistance interne du tube examiné est de :

$$\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{225 - 200}{0{,}0045 - 0{,}002} = \frac{25}{0{,}0025} = 10\ 000\ \Omega$$

Chez les Américains, la résistance interne s'appelle « plate résistance ».

La pente

La pente d'un tube électronique a pour symbole la lettre S et s'exprime en milliampère par volt (mA/V).

La pente représente la variation de l'intensité anodique entraînée par une variation de 1 V de la tension de grille, ceci pour une tension anodique constante.

Regardons la figure X-7 représentant la caractéristique I_a/V_g de notre tube (toujours le même) pour une tension de plaque de 225 V.

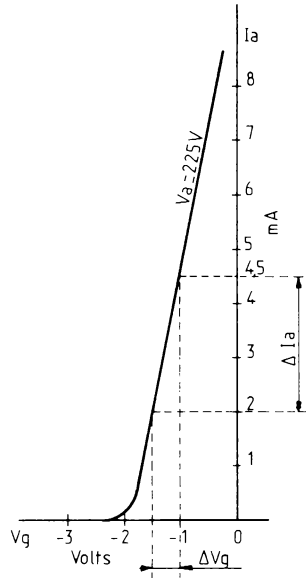


Fig. X-7

Pour $V_g = -1$ V, nous avons $I_a = 4{,}5$ mA, et pour $V_g = -1{,}5$ V, nous avons $I_a = 2$ mA. Les variations, toujours représentées par Δ, sont donc :

$$\Delta I_a = 2{,}5 \text{ mA et } \Delta V_g = 0{,}5 \text{ V.}$$

Il est bien évident que pour connaître la variation de I_a pour une variation de 1 V de V_g, il suffit de diviser ΔI_a par ΔV_g ; nous obtenons ainsi la pente du tube. Cela s'écrit :

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$$

ΔI_a en milliampères ;
ΔV_g en volts ;
S en milliampères par volt (mA/V).

C'est ainsi que, dans notre exemple, la pente du tube servant à nos expériences est de :

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} = \frac{4{,}5 - 2}{1{,}5 - 1} = \frac{2{,}5}{0{,}5} = 5 \text{ mA/V}$$

Nous savons que, lorsqu'on divise des volts par des ampères, on obtient une résistance en ohms. Or, ici, nous faisons le contraire : nous divisons une intensité par une tension, et nous obtenons donc l'inverse d'une résistance, c'est-à-dire une conductance que l'on exprime en *mhos*. Partant de ce prin-

cipe, chez les Américains, la pente s'appelle *transconductance,* que l'on exprime en utilisant comme unité le *micromho.* Autrement dit :

$$1 \text{ micromho} = \frac{1}{1\,000} \text{mA/V}.$$

Ainsi, notre tube ayant une pente de 5 mA/V serait indiqué comme présentant une transconductance de 5 000 micromhos.

Depuis 1959, cette unité, le mho, a changé de nom. On l'appelle désormais le *siemens,* et son sous-multiple le *microsiemens.* Nous avons cependant donné l'ancien nom, car il est toujours fréquemment utilisé. Bien entendu, à l'appellation près, ceci ne change rien à la relation précédente, et l'on a toujours :

$$1 \text{ microsiemens} = \frac{1}{1\,000} \text{mA/V}.$$

Le coefficient d'amplification

Le coefficient d'amplification d'un tube électronique a pour symbole la lettre k. Il ne s'exprime en aucune unité, car ce n'est qu'un coefficient issu d'un simple rapport de grandeurs de même nature.

Examinons la figure X-8 représentant les caractéristiques I_a/V_g de notre tube pour deux valeurs de tension anodique V_a.

Pour I_a = 4,5 mA et V_a = 225 V, nous avons V_g = – 1 V.

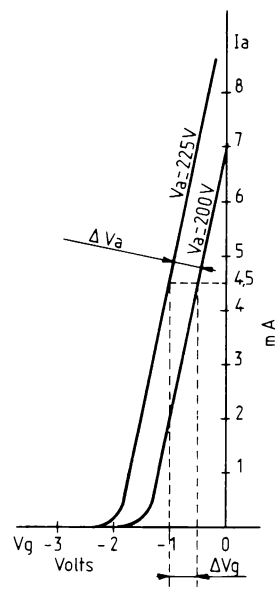


Fig. X-8

Passons maintenant sur la caractéristique $V_a = 200$ V ; nous voyons que pour maintenir I_a constante à 4,5 mA, il nous faut ramener V_g à – 0,5 V.

Le coefficient d'amplification est le rapport entre la variation de V_a et la variation de V_g pour une intensité anodique constante. Cela s'écrit :

$$k = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$$

ΔV_a et ΔV_g en volts.

C'est ainsi que dans notre exemple, le coefficient d'amplification du tube examiné est de :

$$k = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = \frac{225 - 200}{1 - 0{,}5} = \frac{25}{0{,}5} = 50$$

Relations de Barkhausen

Les trois grandeurs caractéristiques que nous venons d'étudier, la résistance interne ρ, la pente S et le coefficient d'amplification k, sont liées entre elles par la relation suivante, appelée relation de Barkhausen :

$$k = \rho S$$

Le coefficient d'amplification est égal au produit de la résistance interne par la pente (cette dernière étant exprimée en ampère par volt et non en milliampère par volt).

En effet, reprenons les caractéristiques que nous avons déterminées pour le tube ayant servi à nos expériences précédentes. Nous avons :

$\rho = 10\,000\ \Omega$;
S = 5 mA/V, soit 0,005 A/V ;
k = 50.

La relation de Barkhausen est bien vérifiée puisque l'on a :

$$k = \rho S = 10\,000 \times 0{,}005 = 50$$

En conséquence, si parmi k, ρ et S, on ne connaît que deux valeurs, il est facile de calculer la troisième :

$$k = \rho S$$

$$S = \frac{k}{\rho}$$

$$\rho = \frac{k}{S}$$

Outre la lampe triode prise ici comme exemple simple, nous savons qu'il existe des tétrodes, des pentodes, etc. Ces lampes s'obtiennent par l'accroissement du nombre d'électrodes (grilles) placées entre cathode et anode. Les trois caractéristiques (résistance interne, coefficient d'amplitude et pente), bien que modifiées par l'adjonction des grilles intermédiaires, n'en existent pas moins ; ces caractéristiques se retrouvent donc dans toutes les lampes amplificatrices et sont liées par les mêmes relations.

En raison du rôle prépondérant qu'elle a joué et joue encore dans de nombreux domaines, nous sommes obligés de consacrer quelques lignes supplémentaires à la *pentode.*

Ce tube comporte donc une cathode (à chauffage direct ou indirect), une grille G1 (grille de commande), une grille G2 (grille écran), une grille G3 (grille suppressor) et une anode.

La grille écran fonctionne en accélératrice d'électrons, et le courant total résultant de l'émission électronique de la cathode ($I_a + I_{g2}$) est pratiquement à peu près indépendant de la tension d'anode, mais dépend presque essentiellement de la tension d'écran.

Quant à l'existence de la grille G3 entre écran et anode (souvent au même potentiel que celui de la cathode), elle n'empêche pas les électrons rapides d'atteindre l'anode, mais elle arrête les électrons relativement lents issus de l'émission secondaire émise par l'anode « bombardée » et les empêche de revenir sur l'écran. D'où amélioration de la caractéristique I_a/V_a.

CHAPITRE XI

LE REDRESSEMENT DU COURANT ALTERNATIF

Nous savons déjà « redresser le courant alternatif » ; nous avons vu cela au cours du chapitre IX, paragraphe 1 notamment, avec la détection des signaux haute fréquence. Nous disposons d'une tension alternative, laquelle est appliquée à un organe à conductibilité unilatérale, le détecteur, qui ne se laisse traverser que par les alternances de même sens (positives ou négatives, selon le sens de connexion de ce détecteur).

Le redressement du courant alternatif, c'est cela ! Seulement, en radio, où l'on est en présence de très faibles courants à fréquences très élevées, on appelle cela la *détection.* Par contre, lorsqu'on est en présence de courants « industriels », à fréquence peu élevée, le nom change et cela s'appelle le *redressement.*

Le nom n'est d'ailleurs pas le seul à changer ; les organes à conductibilité unilatérale chargés d'effectuer ledit redressement changent aussi. Ils deviennent beaucoup plus encombrants, notamment. Toutefois, malgré ces changements, le principe reste absolument le même. Et c'est donc des redresseurs pour courant alternatif « industriel » des réseaux de distribution électrique dont nous allons nous occuper maintenant.

§ 1. – Montages redresseurs fondamentaux

La figure XI-1 représente un montage redresseur pour secteur à courant alternatif dans lequel une seule alternance est redressée. Le redressement est effectué par une diode D. Nous voyons bien, d'après la représentation schématique habituelle, l'anode reliée à l'enroulement secondaire du transformateur, et la cathode qui est la sortie positive du redresseur.

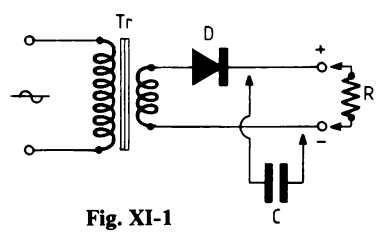


Fig. XI-1

Les bornes A et B représentent la sortie du montage redresseur ; les polarités de cette sortie sont indiquées sur la figure. Quant au courant redressé disponible à cette sortie, il est utilisé dans un circuit quelconque. Que ce circuit d'utilisation soit simple ou complexe, il peut être ramené à une seule résistance R représentée sur notre figure, résistance dont la valeur est égale au quotient de la tension à la sortie du redresseur divisée par le courant total consommé.

C'est à dessein que nous avons jusqu'ici employé exclusivement l'expression « courant redressé » ; en effet, il ne s'agit pas de courant continu, du moins pas encore. D'ailleurs, la figure XI-2, en A, nous montre la forme du courant à la sortie du redresseur précédent. Cette forme est représentée en trait plein (seules les alternances de même sens traversent le redresseur D). Les pointillés représentent les alternances ne pouvant pas traverser le redresseur. En définitive, le courant disponible à la sortie du redresseur est un courant ondulé, mais ce n'est pas un courant continu.

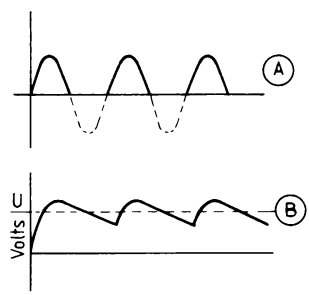


Fig. XI-2

Dans ce cas (redressement d'une seule alternance), la tension moyenne ou tension redressée E_r est liée à la tension de crête ou tension maximale E_{max} par la relation :

$$E_r = 0{,}318\ E_{max}$$

Du point de vue intensité, avec les mêmes symboles, nous avons :

$$I_r = 0{,}318\ I_{max}$$

A la sortie de notre redresseur, connectons un condensateur C de forte capacité, comme nous l'indiquons sur la figure XI-1. Dès cet instant, la forme du courant redressé est profondément modifiée et elle est représentée en B sur la figure XI-2.

Nous pouvons dire que le condensateur C se charge durant les alternances positives presque à la tension maximum de crête de celles-ci. Dès que la tension alternative instantanée décroît et même lorsque l'alternance suivante est négative, le condensateur C restitue sa charge dans le circuit d'utilisation, ce qui contribue presque à combler les « trous » du courant ondulé. Ceci est illustré sur la figure XI-2 en B ; nous voyons la nette amélioration de la

forme du courant ondulé redressé. Mais nous ne sommes toujours pas en présence d'un courant rigoureusement continu, pour lequel la représentation graphique serait une droite horizontale.

L'amélioration obtenue est donc due à une succession rapide de charges et de décharges partielles du condensateur C, ce qui se traduit par des variations au-dessus et au-dessous de l'axe U représentant la tension moyenne de ce courant ondulé.

Nous rappelons que dans le montage de la figure XI-1, nous ne redressons qu'une alternance, et nous remarquons que la fréquence d'ondulation du courant redressé est égale à la fréquence du courant alternatif du secteur.

Précisons aussi que l'amplitude de la tension d'ondulation sera d'autant plus faible que le condensateur C aura une plus grande capacité et que le courant absorbé par les circuits d'utilisation sera plus petit (autrement dit, que la résistance équivalente R des circuits utilisateurs sera grande).

Passons maintenant au redresseur à deux alternances ; le schéma de ce montage est représenté sur la figure XI-3.

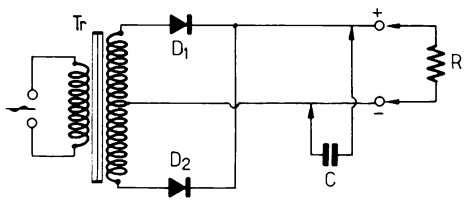


Fig. XI-3

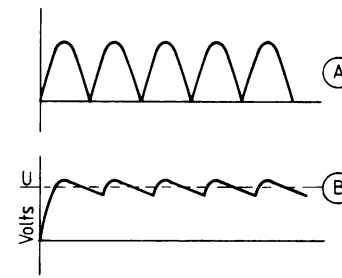


Fig. XI-4

En l'absence du condensateur C, le courant redressé aux bornes de sortie A et B du montage a la forme représentée en A de la figure XI-4. Du fait de l'utilisation d'un transformateur Tr. ayant un secondaire à point milieu, les alternances négatives supprimées dans le précédent montage sont, elles aussi, utilisées après passage dans la seconde diode.

Dans le cas présent (redressement des deux alternances), la tension moyenne ou tension redressée E_r est liée à la tension de crête ou tension maximale E_{max} par la relation :

$$E_r = 0{,}637\ E_{max}$$

Du point de vue intensité, avec les mêmes symboles, nous avons :

$$I_r = 0{,}637\ I_{max}$$

Si nous connectons le condensateur C à la sortie du redresseur, le courant ondulé prend alors la forme représentée en B de la figure XI-4 pour les mêmes raisons précédemment exposées. Il y a cependant des différences sensibles entre la courbe de la figure XI-2 B et celle de la figure XI-4 B. En

effet, dans le dernier cas, on remarque tout de suite que la tension d'ondulation est d'amplitude nettement moindre ; ceci du fait de l'utilisation des deux alternances et... des « trous » plus petits à combler.

Autre remarque très importante, la fréquence de la tension d'ondulation est le double de la fréquence du courant alternatif du secteur.

Par ailleurs, comme précédemment, l'amplitude de la tension d'ondulation dépend de la capacité du condensateur C et de la valeur de la résistance R représentant l'utilisation.

De toute façon, avec le redressement double alternance, on se rapproche déjà davantage du résultat final recherché : la production d'un courant continu. Ce résultat final sera atteint en faisant suivre le redresseur par un circuit de filtrage qui supprimera les ondulations résiduelles ; c'est ce que nous verrons au cours du paragraphe 6.

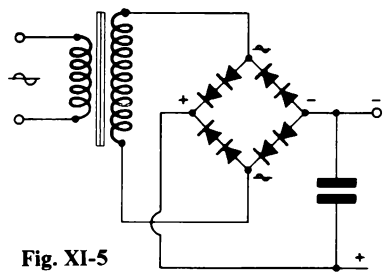


Fig. XI-5

Un autre montage redresseur très utilisé avec les redresseurs métalliques ou les diodes au silicium est le montage en pont. Il est représenté sur la figure XI-5 et l'on remarquera que les deux alternances sont redressées bien qu'aucun point milieu ne soit nécessaire au secondaire du transformateur.

§ 2. – Diodes de puissance au silicium

Les redresseurs métalliques (séléno-fer) et surtout les diodes de puissance au silicium ont complètement remplacé les lampes pour le redressement du courant alternatif.

Il est évidemment anormal de dépenser de l'énergie pour chauffer le filament d'une valve lorsqu'on a à sa disposition des éléments redresseurs sans filament. C'est ainsi qu'une valve telle que la GZ 32, qui fut longtemps employée, nécessite une puissance de chauffage de 10 W (5 V, 2 A).

En utilisant les diodes de puissance modernes au silicium, on gagne sur le volume général de l'appareil, et la température à l'intérieur du coffret diminue de 20 à 25 %.

L'un des aspects d'une diode de puissance au silicium est montré sur la figure XI-6 ; à côté, nous avons la représentation schématique bien connue.

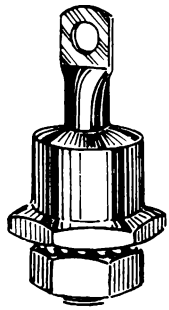


Fig. XI-6

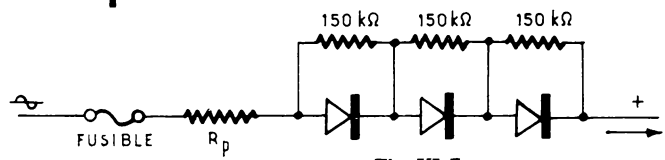


Fig. XI-7

Comme pour tout redresseur, une caractéristique importante est la tension de crête inverse. Il s'agit de la tension maximum qui peut être appliquée dans le sens de non-conductibilité. Cette tension existe à l'instant où la tension alternative d'entrée est opposée à la tension aux bornes du filtre, c'est-à-dire pendant l'alternance négative de la tension d'entrée (voir § 3).

Lorsqu'on monte plusieurs diodes au silicium en série, il est recommandé de les shunter par des résistances de forte valeur (de façon à équilibrer les diverses tensions inverses présentes). Ceci est représenté sur la figure XI-7.

Il faut également prévoir un fusible et une résistance de protection R_p de 4 à 10 Ω (au moins) en série ; la résistance interne des redresseurs dans le sens de la conduction étant très faible, un court-circuit dans l'appareil serait néfaste (voir § 4).

Pour le montage pratique, rechercher un emplacement où la température est la plus basse possible ; au besoin, monter les diodes au silicium sur une plaque métallique auxiliaire (laiton ou alumunium) facilitant le refroidissement.

Eventuellement, prévoir un dispositif de filtrage avec bobine à fer « en tête » ; la tension continue de sortie est peut-être plus faible, mais plus stable en fonction de l'intensité consommée.

Diodes à avalanche contrôlée

Dans un montage redresseur, la majorité des tensions transitoires peut être réduite par l'utilisation judicieuse de condensateurs adéquats (ou de résistances et condensateurs en série). L'emplacement de ces éléments dépend essentiellement du type de tensions transitoires à supprimer, mais on les connecte généralement en shunt sur les diodes.

Les diodes redresseuses dites « à avalanche contrôlée » ont une *caractéristique inverse* très semblable à celle d'une diode zener (voir chapitre XII, § 2), mais se produisant à des tensions beaucoup plus élevées. Une telle caractéristique permet au montage redresseur d'absorber une quantité définie d'énergie transitoire.

Cette caractéristique est particulièrement utile pour des diodes redresseuses montées en série et conduit à une amélioration de la répartition des tensions en régime transitoire ou permanent ; d'où l'excellente tenue de ce type de diode vis-à-vis des surtensions éventuelles.

§ 3. – Tension de crête inverse

Il importe de définir d'une façon précise ce qu'est la tension de crête inverse d'un redresseur.

C'est la tension maximale qui peut être appliquée dans le sens inverse de la conduction. Elle existe à l'instant où la tension alternative d'entrée est opposée à la tension aux bornes du filtre, pendant l'alternance négative de cette tension d'entrée.

Reportons-nous à la figure XI-8 représentant un montage redresseur mono-alternance très simple. Soit V_{eff} la tension d'entrée ; durant l'alternance positive P, le condensateur C va se charger à la tension de crête $V_{eff} \times \sqrt{2}$ par l'intermédiaire de la diode D qui conduit. Mais, lors de l'alternance négative N suivante, la diode ne conduit plus : sa cathode est soumise à la tension *positive* de charge du condensateur C, soit $V_{eff} \times \sqrt{2}$; son anode est soumise à la tension *négative* de crête de l'alternance N, soit $V_{eff} \times \sqrt{2}$ également. En conséquence, dans le sens de non-conduction, la diode D est soumise à une tension égale à $2\ V_{eff} \times \sqrt{2}$.

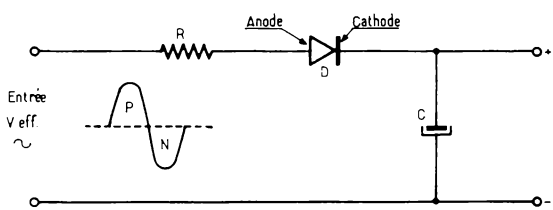


Fig. XI-8

Numériquement, et à titre d'exemple, disons qu'une tension alternative d'entrée de 120 V_{eff} provoque une tension inverse de crête de 338,4 V. Cette tension inverse de crête atteint 705 V pour une tension d'entrée de 250 V_{eff}. Si nous disposons d'une diode présentant une tension inverse de crête de 800 V, elle pourra encore convenir dans le second cas ; mais il ne saurait être question d'aller beaucoup plus loin que 250 V_{eff}. En effet, il faut tenir compte, par ailleurs, des tensions transitoires accidentelles susceptibles de se produire sur le secteur, des fluctuations d'amplitude et du taux de distorsion harmonique éventuelle de cette tension d'entrée.

Nous croyons inutile de préciser que ce qui vient d'être expliqué en s'appuyant sur un montage redresseur simple s'applique in extenso à tout autre montage plus ou moins complexe, et quel que soit le type des redresseurs utilisés : diodes au silicium, valve à vide ou à vapeur, redresseurs au sélénium, etc.

§ 4. – Résistance de protection Condensateur d'entrée

L'utilisation indispensable de condensateurs de filtrage provoque inévitablement, lors de chaque mise en service du redresseur, une intensité de pointe initiale très importante, bien que de courte durée. Ce courant élevé est dû à ce que le condensateur d'entrée C notamment (fig. XI-8), initialement non chargé, se comporte *momentanément* comme un court-circuit. L'intensité dans le redresseur est alors seulement limitée par la résistance interne de la source : résistance assez faible des enroulements du transformateur (s'il y en a un) ; résistance négligeable du secteur de distribution (si l'on n'utilise pas de transformateur).

En conséquence, le courant de pointe doit être limité en dessous de la valeur maximale de crête spécifiée dans les caractéristiques de la diode.

Pour cela, on intercale généralement une résistance R supplémentaire, dite résistance de protection, en série avec la diode, afin de travailler en toute sécurité. Cette résistance R a été représentée sur la figure XI-8 ; mais nous n'avons pas toujours indiqué de telles résistances de protection sur les schémas de principe des figures précédentes. Néanmoins, il va sans dire que, pratiquement, leur intercalation est tout à fait recommandée.

La valeur de cette résistance ne doit pas être trop élevée, sinon elle diminuerait le rendement, et la régulation du montage serait moins bonne, du fait de la chute de tension produite à ses bornes.

Naturellement, le courant de pointe initial lors de chaque mise en service est par ailleurs fonction de la capacité du condensateur d'entrée ; il est d'autant plus important que cette capacité est grande. C'est la raison pour laquelle certaines documentations indiquent aussi la valeur maximum de la capacité du condensateur d'entrée. A titre indicatif, pour des condensateurs d'entrée de 100 à 200 μF, les résistances de protection R présentent des valeurs de l'ordre de 4 à 7 Ω (et de puissance convenable).

Pratiquement, la résistance de protection présente un autre avantage. Il peut arriver que le condensateur d'entrée claque (court-circuit) : la résistance R est alors presque aussitôt volatilisée... mais la diode D est sauvée (pas toujours, certes, mais bien souvent !). Et une résistance coûte tout de même moins cher qu'une diode.

Naturellement, les considérations que nous venons d'exposer au sujet de la résistance de protection et de la capacité d'entrée, et pour lesquelles nous nous sommes appuyés sur le montage simple de la figure XI-8, s'appliquent théoriquement et pratiquement à tous les montages redresseurs.

§ 5. – Redresseurs multiplicateurs de tension

Maintenant, nous allons examiner les principaux circuits redresseurs de puissance (alimentation) n'utilisant pas de transformateur et fonctionnant en multiplicateur de tension.

Les montages doubleurs de tension sont assez répandus et souvent utilisés en électronique et en télévision. Moins connus sont les redresseurs que nous grouperons dans la catégorie plus générale des « multiplicateurs de tension » et qui fournissent une tension de sortie égale à trois, quatre, cinq... fois la tension appliquée à l'entrée.

Voyons d'abord les montages doubleurs de tension. Considérons la figure XI-9 en A dans laquelle un condensateur C_1 et un redresseur D_1 en série sont soumis à une source de tension alternative. En A, le redresseur conduit et l'alternance charge le condensateur à la tension de crête de ce courant alternatif. Lors de l'alternance suivante, c'est-à-dire en B, le redresseur ne conduit pas ; mais la tension de charge du condensateur s'ajoute à la tension de crête de l'alternance positive qui se présente. En conséquence, la tension disponible entre les points E et F est égale à deux fois la tension de crête de la source alternative.

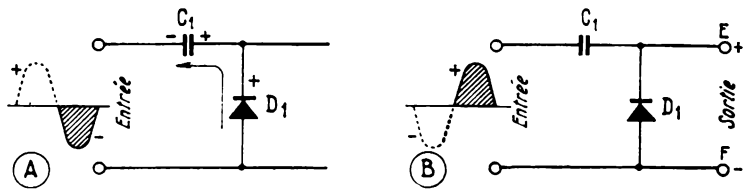


Fig. XI-9

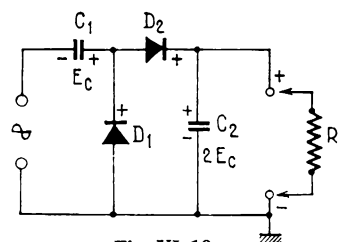


Fig. XI-10

Dans la pratique, cette tension « doublée » est conduite à travers un redresseur additionnel et utilisée pour la charge d'un second condensateur connecté en parallèle sur les circuits d'utilisation. Ce montage pratique est représenté sur la figure XI-10 dans laquelle l'utilisation est matérialisée par une simple résistance R.

Le montage de la figure XI-9-B fonctionne bien en doubleur de tension, mais à condition que le circuit d'utilisation connecté en EF présente une

résistance extrêmement grande, c'est-à-dire une consommation excessivement faible. Le montage de la figure XI-10 est pratiquement plus répandu, car il permet le fonctionnement en doubleur de tension tout en délivrant une intensité relativement grande.

Nous avons donc bien réalisé un montage redresseur fournissant une tension de sortie redressée supérieure à la tension d'entrée, et ce, sans utiliser de transformateur.

Le montage de la figure XI-10 est appelé montage redresseur Schenkel.

Le fonctionnement de ce montage est le suivant : durant une première alternance négative de la tension d'entrée, le condensateur C_1 se charge à la tension de crête par l'intermédiaire du redresseur (ou de la diode) D_1. Durant l'alternance positive suivante, la tension de charge du condensateur C_1 se trouve en série avec la tension appliquée. Le condensateur C_2 se charge alors à une tension égale à la somme de ces tensions (soit deux fois la tension de crête) par l'intermédiaire du redresseur (ou de la diode) D_2. Pendant ce temps, le condensateur C_1 perd une partie de sa charge ; mais il se recharge de nouveau lors de l'alternance négative suivante, et le cycle peut alors se répéter.

Il convient de noter qu'aucun courant ne circule de l'entrée vers le circuit d'utilisation durant l'alternance où se charge le condensateur C_1, car le redresseur D_2 ne conduit pas durant ladite alternance. En conséquence, ce montage est donc un redresseur mono-alternance. On sait ce que cela veut dire : il faut prévoir un filtrage soigné à la sortie du redresseur avec des condensateurs de forte capacité notamment, afin d'obtenir un courant aussi « continu » que possible et exempt de résidus « alternatifs ». Le filtrage doit être d'autant plus énergique et soigné que la consommation par les circuits d'utilisation est grande.

Des condensateurs de 50 μF (voire davantage) sont couramment employés dans les montages multiplicateurs de tension.

Dans le montage de la figure XI-10, le condensateur C_1 doit avoir un diélectrique capable de supporter une tension au moins égale à la tension de crête alternative E_c appliquée ; pour le condensateur C_2, le diélectrique doit pouvoir tenir au moins deux fois cette valeur (soit $2\,E_c$).

Rappelons que la tension alternative indiquée par un voltmètre ordinaire est la tension efficace (E_{eff}) et que la tension de crête E_e est égale à la tension efficace multipliée par $\sqrt{2}$, c'est-à-dire par 1,414.

$$E_c = E_{eff} \times 1{,}414.$$

Ainsi, pour la tension alternative de 120 V_{eff}, on a $E_c = 170$ V.

Nous remarquerons, sur la figure XI-10, que le négatif du circuit d'utilisation R est commun avec l'un des pôles de la source d'alimentation. Généralement, ce point commun est relié électriquement au châssis du montage, ce qui constitue souvent un avantage évitant certains ronflements d'induction sur les divers circuits de l'appareil alimenté. Cette disposition n'est pas possible avec le montage suivant que nous allons maintenant examiner.

Sur la figure XI-11, nous représentons le circuit redresseur doubleur de tension, appelé montage Latour. Dans ce montage, les deux alternances du courant alternatif appliqué sont redressées. Lors d'une alternance, c'est un condensateur qui est chargé ; avec l'autre alternance, c'est l'autre condensateur qui est chargé. Les deux condensateurs sont connectés mutuellement en série vis-à-vis de l'utilisation R ; d'où le doublage de tension souhaité. Le diélectrique des condensateurs C_1 et C_2 doit pouvoir tenir une tension au moins égale à la tension de crête du courant alternatif appliqué.

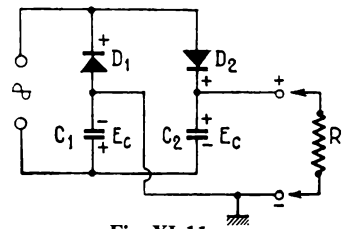


Fig. XI-11

Les deux alternances étant redressées, les résidus « alternatifs » sont moindres que dans le montage précédent ; en conséquence, le filtrage est plus facile à réaliser.

Un inconvénient de ce montage, nous l'avons dit, est de ne pouvoir relier l'un des pôles du réseau directement à la masse. Dans la pratique, en effet, c'est généralement le « moins » de l'utilisation qui est connecté au châssis. De ce fait, le secteur « fluctue » à des tensions très élevées par rapport au potentiel zéro du châssis, durant les alternances positives, ce qui risque notamment de provoquer des ronflements d'induction sur divers circuits de l'appareil alimenté.

Pour raison de simplicité sur nos figures, nous avons représenté les circuits d'utilisation R connectés directement à la sortie des montages redresseurs. Rappelons encore que, pratiquement, à la sortie du redresseur, nous avons un dispositif de filtrage (généralement bobine à fer et condensateurs de forte capacité). C'est donc à la sortie de ce filtre que les circuits d'utilisation sont en réalité connectés.

Voyons maintenant les montages multiplicateurs de tension. Le principe de la multiplication de tension repose sur le fait que le procédé de la charge d'un condensateur sur une alternance avec l'addition de la charge d'un autre condensateur sur une autre alternance (ce qui réalise le doublage) peut être étendu au triplage, au quadruplage, etc., de tension, par adjonction d'étages de charge supplémentaires. En principe, on peut atteindre un facteur de multiplication quelconque ; il suffit de prévoir le nombre de « sections » suffisant.

La figure XI-12, nous montre un redresseur multiplicateur de tension à cinq sections. Nous remarquerons que les deux premières sections constituent le circuit doubleur de la figure XI-10.

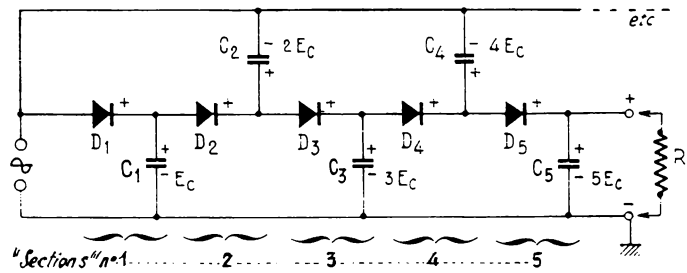


Fig. XI-12

Le condensateur C_5 se trouve être chargé à une tension égale à environ cinq fois la tension de crête E_c du courant alternatif appliqué à l'entrée. Il faut en tenir compte pour la qualité du diélectrique de ce condensateur ; d'ailleurs, la figure XI-12 indique les tensions que doivent supporter les divers condensateurs du montage.

Le terme « etc. » indiqué sur la figure XI-12 signifie précisément que le montage représenté n'est pas limitatif ; on peut continuer ainsi à prévoir une suite de « sections » jusqu'à l'obtention de la tension désirée. Utiliser des condensateurs dont le diélectrique sera établi en conséquence... et n'oublions pas, d'autre part, que plus le nombre de « sections » sera important, moins la *régulation* de l'ensemble sera bonne (ce qui signifie que la tension finale de sortie pourra varier notablement en fonction des variations éventuelles de l'intensité consommée). Néanmoins, plus les condensateurs utilisés seront de forte capacité, plus cette régulation sera bonne. Sans charge par l'utilisation, la tension inverse de pointe à laquelle chaque redresseur est soumis est la même et égale à deux fois la tension de crête alternative appliquée à l'entrée. Notons, enfin, que le négatif de l'utilisation a un point commun avec un pôle de l'entrée, point que l'on peut connecter directement à la masse. Quel que soit le nombre de « sections » utilisées, le montage fonctionne toujours en redresseur mono-alternance.

Un autre montage multiplicateur de tension (souvent employé dans les laboratoires de physique) est représenté sur la figure XI-13. Chaque étage

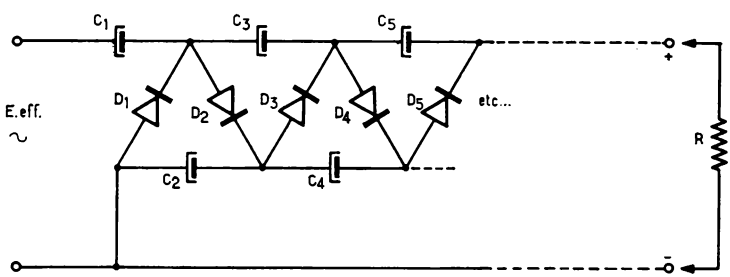


Fig. XI-13

comporte une diode D et un condensateur C, ce dernier se chargeant à la tension de crête $E_{eff} \times \sqrt{2}$, et il est bien évident que les tensions de chaque étage successif s'ajoutent. Comme le précédent, le montage proposé n'est pas limitatif, et l'on peut concevoir autant d'étages que cela est nécessaire pour l'obtention de la tension finale requise. Soit n le nombre d'étages ; la tension de sortie disponible à vide (sans charge) sera de : $E_{eff} \times \sqrt{2} \times n$.

L'avantage de ce montage sur le précédent est que les tensions de service des condensateurs sont $E_{eff} \times \sqrt{2}$ pour C_1, et seulement $2\,E_{eff} \times \sqrt{2}$ pour tous les autres, avantage dû à une disposition différente de ces condensateurs.

Il s'agit d'un redressement mono-alternance et l'on pourra comparer le début du montage (les deux premiers étages) avec le redresseur Schenkel de la figure XI-10.

Dans tous les montages multiplicateurs de tension à grand nombre d'étages, on suppose que l'intensité exigée (consommée par la charge utilisatrice R) reste relativement faible.

Lorsqu'il s'agit plus modestement de tripler ou de quadrupler la tension, une meilleure régulation de la tension de sortie est obtenue avec les montages de la figure XI-14. Mais, comme avec le montage de la figure XI-11 examiné précédemment, le négatif de l'utilisation n'a pas de point commun direct avec l'entrée alternative. Les deux montages de la figure XI-14 redressent, l'un et l'autre, les deux alternances. En A, il s'agit d'un redresseur tripleur de tension ; les condensateurs C_1 et C_3 doivent avoir un diélectrique capable de supporter au moins la tension de crête alternative appliquée à l'entrée (soit E_c) ; pour le condensateur C_2, prévoir un diélectrique pour le double de cette valeur (soit $2\,E_c$).

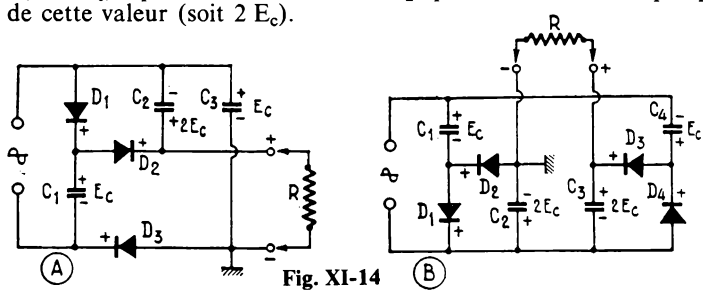


Fig. XI-14

En B, il s'agit d'un redresseur quadrupleur de tension ; les condensateurs C_1 et C_4 doivent avoir un diélectrique capable de supporter au moins la tension de crête alternative d'entrée E_c ; pour les condensateurs C_2 et C_3, prévoir un diélectrique pour deux fois cette valeur, soit $2\,E_c$.

Certes, les systèmes redresseurs que nous venons d'examiner exigent des condensateurs d'assez forte capacité ; mais ces montages peuvent néanmoins être considérés comme économiques tant que la tension redressée finale de sortie reste dans des limites raisonnables, et notamment par rapport aux tensions d'isolement diélectrique des condensateurs électrochimiques de vente courante.

§ 6. – Le filtrage

Le courant à la sortie d'un redresseur est donc un courant pseudo-continu présentant une ondulation d'amplitude plus ou moins importante. Si l'on utilisait ce courant pour l'alimentation des transistors (redressement basse tension) des récepteurs de radio, de télévision, ou des amplificateurs BF, cela se traduirait par un violent ronflement dans le haut-parleur, des déformations sur les images, etc., la tension d'ondulation se trouvant amplifiée successivement par tous les étages constituant l'appareil.

Il est donc indispensable de faire disparaître cette tension d'ondulation... ou tout au moins de l'affaiblir considérablement, c'est le rôle des circuits de filtrage montés à la sortie des redresseurs.

Ces filtres portent le nom de filtres passe-bas, car ils laissent passer le courant d'autant plus que sa fréquence est basse (courant continu = fréquence zéro) et s'opposent au passage du courant d'autant plus que sa fréquence est élevée (tension d'ondulation de fréquence 50 ou 100 Hz, selon qu'il s'agit d'un redressement mono ou bi-alternance).

La figure XI-15 nous montre un filtre simple très couramment employé. Il comporte une bobine à fer L présentant un coefficient de self-induction relativement grand ; de ce fait, cette bobine offre une *impédance* élevée à la tension d'ondulation alternative et une *résistance* faible à la tension continue.

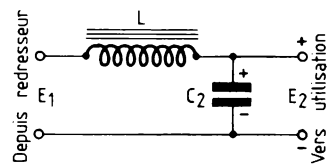


Fig. XI-15

Ensuite, et en parallèle, nous avons un condensateur C_2 de forte capacité. Ce condensateur se charge en courant continu, mais ne se laisse pas traverser par celui-ci, on s'en souvient. Par contre, grâce à sa capacité élevée, ce condensateur présente une *impédance* très faible aux composantes alternatives de la tension d'ondulation résiduelle qui n'hésitent pas à le traverser.

On conçoit donc que le courant disponible à la sortie, c'est-à-dire aux bornes E_2, est bien un courant continu, ou en tous cas, seulement porteur d'une tension d'ondulation excessivement faible et non gênante. En règle générale, l'ondulation à la sortie du filtre est d'autant plus faible que le coefficient de self-induction de la bobine L et la capacité du condensateur C_2 sont grands.

On se souvient qu'à la sortie des redresseurs, nous avons l'habitude de monter un condensateur appelé « tampon » ou « réservoir », et l'on sait aussi que ce condensateur joue un rôle très important dans la forme de la tension d'ondulation : plus la capacité de ce condensateur est grande, plus l'amplitude de la tension d'ondulation est réduite. Aussi a-t-on pris l'habitude d'en-

glober dans le circuit de filtrage non seulement le montage de la figure XI-15, mais aussi le condensateur tampon. De ce fait, le filtre est l'ensemble du montage encadré de pointillés sur la figure XI-16, filtre que nous représentons à la suite d'un redresseur classique couramment utilisé.

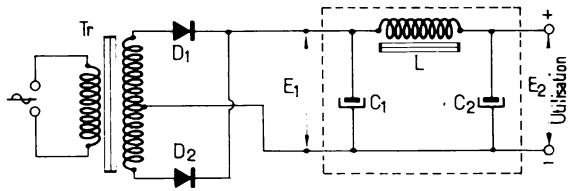


Fig. XI-16

Ce circuit de filtrage, composé des éléments C_1, C_2 et L, porte le nom de filtre en π. Le condensateur C_1 s'appelle condensateur d'entrée de filtre ou condensateur «tête de filtre », et le condensateur C_2 condensateur de sortie de filtre.

D'après ce que nous avons étudié précédemment, on comprend qu'un même filtre sera beaucoup plus efficace dans le cas du redressement bi-alternance que pour un redressement mono-alternance. Avec le redressement bi-alternance, la fréquence de la tension d'ondulation étant de 100 Hz (alors qu'elle n'est que de 50 Hz en mono-alternance), l'impédance offerte par la bobine L sera deux fois plus grande ($Z_L = 2\pi FL$) et l'impédance offerte par les condensateurs C_1 et C_2 sera deux fois plus faible :

$$\left(Z_c = \frac{1}{2\pi FC} \right).$$

En conséquence, pratiquement, les valeurs des éléments L et C (coefficient de self-induction et capacité) devront être beaucoup plus grandes en redressement mono-alternance qu'en redressement bi-alternance, pour obtenir la même efficacité de filtrage, c'est-à-dire le même affaiblissement de la composante ondulatoire.

Outre son impédance présentée au courant d'ondulation, la bobine de filtrage L offre une résistance pure au passage du courant continu qui la traverse, d'où chute de tension signifiant que la tension continue E_2 à la sortie du filtre sera inférieure à la tension E_1 de l'entrée. Cette chute de tension dépend évidemment de la résistance de la bobine de filtrage.

Cette chute de tension dépend également de l'intensité du courant continu demandée par les circuits d'utilisation.

Ceci laisse supposer déjà que la tension d'isolement du condensateur d'entrée C_1 devra être supérieure à celle du condensateur C_2. Ce qui est exact, mais il y a autre chose encore. En effet, les crêtes de la composante ondulatoire sont importantes aux bornes de C_1, alors qu'elles sont déjà affaiblies pour C_2. Le condensateur C_1 doit donc pouvoir supporter ces crêtes de tension alternative et sa tension d'isolement diélectrique sera choisie en conséquence (sous peine de destruction rapide de ce condensateur par court-circuit ; on dit aussi « claquage »).

Précédemment, nous avons vu que l'efficacité du condensateur tampon, ou condensateur d'entrée de filtre, était fonction de l'intensité demandée au redresseur, c'est-à-dire de la résistance globale équivalente présentée par les circuits d'utilisation. Il en est très exactement de même pour l'ensemble du filtre en π, et pour les mêmes raisons. Un même filtre est d'autant plus efficace que le courant absorbé dans les circuits utilisateurs est faible.

Lorsque nous avons étudié les circuits soumis au courant alternatif, nous avons vu qu'une bobine et un condensateur de valeurs convenables pouvaient entrer en résonance (circuit série) à la fréquence dudit courant alternatif. Or, examinons bien la figure XI-16 et nous voyons que la bobine L et le condensateur C_2 sont connectés en série et soumis à la composante alternative d'ondulation présente aux bornes E_1. Il convient donc de choisir des valeurs de L et C afin que le phénomène de résonance ne puisse pas se produire pour la fréquence d'ondulation. Car, en présence de la résonance, une tension alternative élevée serait développée aux bornes de C_2, ce qui pourrait provoquer son claquage, mais se traduirait, de toute façon, par un très mauvais fonctionnement du filtre (une tension alternative importante aux bornes de C_2 étant aussi appliquée à l'utilisation).

D'autre part, la bobine L peut être considérée comme étant associée à un condensateur imaginaire connecté en parallèle et dont la capacité serait égale à la capacité résultante en série de C_1 et de C_2. Nous sommes donc en présence d'un circuit parallèle LC, antirésonnant à la fréquence à laquelle il est soumis si les valeurs de L et de C sont convenables, et présentant une impédance très élevée au courant alternatif à la fréquence donnée (circuit bouchon). On a donc intérêt à rechercher l'accord de ce circuit antirésonnant à la fréquence de la composante ondulatoire.

Comme on le devine, et c'est exact, la théorie et le calcul des filtres sont des choses passablement complexes.

D'ailleurs, en pratique, dans le cas du filtrage des courants redressés, on ne s'amuse pas à calculer un filtre, à réaliser le filtre théorique. On construit le filtre que les Anglo-Saxons appellent « brute force », autrement dit le filtre empirique passe-bas dont la fréquence propre de coupure est assez basse (inférieure nettement à 100 Hz pour le redressement bi-alternance) et qui donne ainsi toute satisfaction.

Les condensateurs C_1 et C_2 étant de forte capacité sont généralement des condensateurs électrochimiques. On sait que de tels condensateurs ont une polarité à respecter, c'est-à-dire que, à leur montage, il faut bien connecter leur armature positive à la sortie positive du redresseur. Sur les schémas, on peut indiquer la polarité du condensateur par les signes + et – (voir fig. XI-15). On peut également adopter la représentation de la figure XI-16 : l'armature courte et droite est le pôle positif, l'armature longue et repliée est le pôle négatif.

Nous ferons maintenant remarquer que le montage de la bobine de filtrage dans la sortie positive du redresseur n'est pas une obligation. On obtient très exactement les mêmes résultats en montant cette bobine dans la sortie négative.

Dans certains cas (soit diminution du prix de revient, soit faible intensité absorbée par les circuits utilisateurs), on emploie un filtre en π simplifié, tel que nous le représentons sur la figure XI-17. Nous voyons que la bobine à fer a été remplacée par une simple résistance d'une puissance de dissipation convenable.

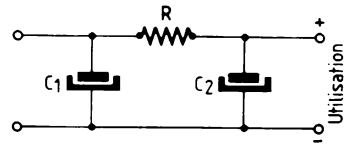


Fig. XI-17

L'atténuation de la tension ondulatoire sera d'autant plus faible que la résistance R sera grande par rapport à l'impédance en courant alternatif présentée par C_2. Il ne faut cependant pas exagérer la valeur de R, sans penser à la chute de tension qu'elle va provoquer. Un tel filtre ne trouvera donc son application que lorsque l'intensité absorbée par l'utilisation restera faible.

Enfin, une dernière remarque. Nous avons parlé de la chute de tension dans la bobine de filtrage (ou dans la résistance de filtre), chute de tension augmentant avec l'intensité consommée. Mais elle n'est pas la seule. Il y a aussi une chute de tension dans les enroulements du transformateur, et il y en a une troisième dans la résistance interne cathode-anode de l'organe redresseur. Toutes ces chutes de tension dépendent de l'intensité qui sera demandée à l'ensemble redresseur et filtre, et il faut savoir en tenir compte dans l'établissement de ces montages.

La chute de tension U_F dans la bobine de filtrage (ou la résistance de filtrage) est certainement la plus importante et elle est facile à calculer par simple application de la loi d'Ohm :

$$U_F = R\ I$$

R étant la valeur de la résistance de filtrage, ou la résistance ohmique (résistance en courant continu) de la bobine de filtrage (en ohms), et I l'intensité consommée par l'utilisation (en ampères).

Outre tout cela, la tension redressée n'est pas égale à la tension alternative appliquée ; elle dépend aussi de l'importance de la capacité du condensateur d'entrée. De plus, il s'agit de tension moyenne pour le courant redressé avant filtrage et de tension efficace pour le courant alternatif appliqué :

$E_{moy} = E_{eff} \times 0{,}45$ pour redressement mono-alternance,

$E_{moy} = E_{eff} \times 0{,}9$ pour redressement bi-alternance.

En résumé, on voit que les résistances internes propres du transformateur et de l'organe redresseur, la résistance ohmique du filtre, l'intensité consommée par l'utilisation, la valeur du condensateur d'entrée de filtre, sont autant d'éléments dont dépend la valeur de la tension continue filtrée propre à l'utilisation par rapport à la tension efficace soumise au redressement.

Comme nous l'avons fait comprendre précédemment, plus l'intensité consommée est grande, plus les condensateurs de filtrage doivent présenter

une capacité importante. Parallèlement, disons aussi que plus la tension redressée est faible, plus les capacités de filtrage doivent être de fortes valeurs. C'est ainsi que pour un redresseur haute tension (de l'ordre de 250 V), on utilise des condensateurs de 16 ou 32 μF ; mais il est courant d'employer des condensateurs de 2 000, voire 5 000 μF et davantage, sur les redresseurs basse tension (de l'ordre de 12 V, débitant plusieurs ampères).

Cette étude des dispositifs de filtrage est très élémentaire et n'est qu'un cas particulier de l'utilisation des filtres électriques. Précisons qu'une étude générale plus théorique des filtres utilisés en électronique fait l'objet du paragraphe suivant.

§ 7. – Généralisation : Etude des filtres électriques

Considérons une suite de fréquences comprises entre zéro (courant continu) et l'infini. Le rôle des filtres électriques est de choisir une série de ces fréquences et de les laisser passer, les autres fréquences étant arrêtées ou du moins considérablement atténuées. En d'autres termes, si nous montons (fig. XI-18) un filtre aux bornes A et B d'une source électrique fournissant des fréquences s'étageant de zéro à l'infini, ou tout au moins à des fréquences très élevées, ce filtre agira pour une certaine bande de fréquences comme une résistance nulle montée entre les bornes de sorties A'B' du filtre, et pour les fréquences en dehors de cette bande comme une résistance infinie ; ces fréquences seront donc disponibles aux bornes A' et B' de sortie du filtre, c'est-à-dire aux bornes de l'impédance d'utilisation R.

Fig. XI-18

Les filtres électriques se partagent en quatre classes suivant la localisation de leur action dans la bande générale « zéro – infini » des fréquences électriques. Ces quatre classes sont : les filtres passe-bas, les filtres passe-haut, les filtres passe-bande et les filtres éliminateurs de bande.

1° *Les filtres passe-bas.* – Ces filtres laissent passer toutes les fréquences comprises entre zéro (courant continu) et une fréquence f_0 dite *fréquence d'arrêt,* et bloquent les fréquences supérieures à f_0.

Si l'on porte en abscisses les fréquences, et en ordonnées les amplitudes de transmission du filtre, on obtient la courbe de la figure XI-19 qui représente l'action d'un filtre passe-bas, courbe dite « de transmission » du filtre.

2° *Les filtres passe-haut.* – Ces filtres arrêtent toutes les fréquences comprises entre zéro et une fréquence f_0 (fréquence d'arrêt) et laissent passer toutes les fréquences supérieures à f_0. La courbe théorique de transmission d'un filtre passe-haut est représentée par la figure XI-20.

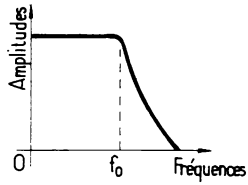


Fig. XI-19

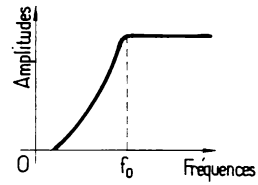


Fig. XI-20

3° *Les filtres passe-bande, dits aussi filtres de bande.* – Ces filtres, dont le principe joue un rôle très important dans les récepteurs modernes de radio, laissent passer toutes les fréquences comprises entre deux fréquences d'arrêt f_1 et f_2 et absorbent toutes les fréquences, d'une part entre zéro et f_1, et d'autre part, entre f_2 et l'infini. Une certaine fréquence f_m – située soit au-dessus de f_2, soit au-dessous de f_1 – peut être plus énergiquement arrêtée et être considérée comme la fréquence d'absorption maximum. La courbe de la figure XI-21 représente une courbe de transmission tout à fait caractéristique d'un filtre passe-bande sans fréquence d'absorption maximum.

La bande comprise entre f_1 et f_2 est dite *bande passante.*

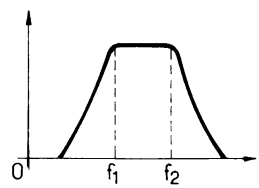


Fig. XI-21

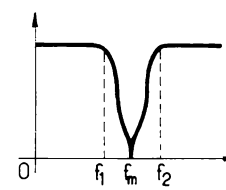


Fig. XI-22

4° *Les filtres éliminateurs de bande.* – Ces filtres arrêtent toutes les fréquences comprises entre deux fréquences d'arrêt f_2 et f_1 et laissent passer les fréquences situées en dehors de la bande f_1f_2. Une certaine fréquence f_m située entre f_1 et f_2 peut être plus énergiquement absorbée que les autres, c'est la fréquence d'absorption maximum. La courbe de la figure XI-22 représente la courbe de transmission d'un filtre éliminateur de bande.

Schémas et formules

Il existe deux types de réalisation de cellules de filtres électriques : les cellules «en T » et les cellules « en π ». La figure XI-23 qui représente, en A, une cellule de filtre passe-bas « en T » et, en B, une cellule de filtre passe-bas « en π », fait immédiatement saisir la différence entre ces deux types et les raisons de cette terminologie.

La figure XI-23 représente des filtres à une cellule. En plaçant plusieurs cellules de filtre de même classe à la suite les unes des autres, on obtient des filtres *multicellulaires.* Ces filtres multicellulaires présentent des fréquences d'arrêt plus nettement marquées : ils « filtrent mieux ». Dans la pratique cou-

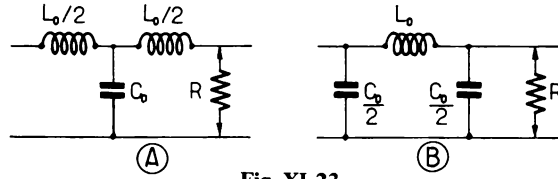


Fig. XI-23

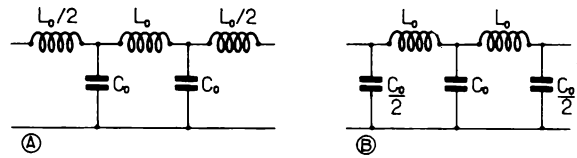


Fig. XI-24

rante, on ne dépasse pas les filtres à deux cellules. La figure XI-24 représente en A un filtre passe-bas à deux cellules « en T », en B, un filtre passe-bas à deux cellules « en π ».

Dans le cas des filtres passe-bas en T et en π de la figure XI-23, il est possible de déterminer les valeurs des éléments L_o et C_o en fonction de la fréquence de coupure f_o souhaitée et de l'impédance R d'utilisation présente en sortie (et chargeant le filtre). Nous avons :

$$L_o = \frac{R}{\pi f_o} \qquad C_o = \frac{1}{\pi f_o R}$$

avec L_o en henrys, C_o en farads, R en ohms et f_o en hertz.

La figure XI-25 représente des filtres passe-haut en π et en T. Dans ce cas, et comme précédemment, les formules à appliquer sont alors les suivantes :

$$L_o = \frac{R}{4 \pi f_o} \qquad C_o = \frac{1}{4 \pi f_o R}$$

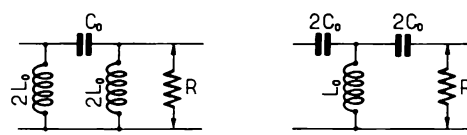


Fig. XI-25

Naturellement, selon les fréquences auxquelles on a affaire, les bobinages sont à air (ou à noyau de ferrite) ou sur circuit magnétique à fer.

En audiofréquence (BF), dans l'établissement des filtres, on remplace souvent les bobinages (réactance de self-induction ωL) par de simples résistances (de valeur R éq correspondante), mais les flancs des courbes de transmission vers les fréquences de coupure sont moins abrupts.

5° Filtres en double T. – Il s'agit d'un filtre éliminateur (ou atténuateur) de bande composé de résistances et de condensateurs, souvent employé, en BF uniquement. Un tel filtre comporte en fait un passe-bas en T et un passe-haut en T connectés en parallèle (fig. XI-26).

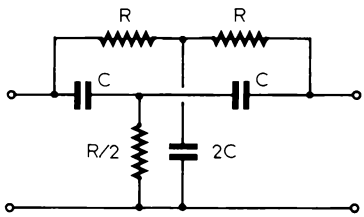


Fig. XI-26

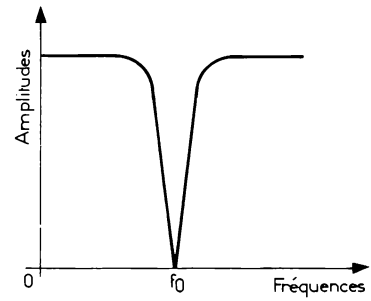


Fig. XI-27

La courbe de transmission est représentée sur la figure XI-27 ; la fréquence éliminée est f_0 et l'on remarquera que cette atténuation est importante avec des flancs très abrupts. Cette fréquence f_0 *théoriquement non transmise* est déterminée par la relation :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi R C}$$

Nous avons dit « théoriquement non transmise », car pour cela il faudrait que la charge présentée par l'utilisation connectée en sortie présente une impédance infinie et que l'impédance du « générateur » fournissant le signal appliqué à l'entrée soit nulle, ce qui n'est jamais le cas ! Pratiquement, les précautions à prendre sont donc les suivantes :

– impédance ρ du « générateur » faible devant la valeur R ;

– impédance Z de l'utilisation grande devant la valeur R.

D'où la règle pratique pour la prédétermination de la valeur R :

$$R = 0{,}5 \sqrt{\rho Z}$$

Ensuite, d'après la formule précédemment indiquée, il est aisé de calculer la valeur C selon la fréquence f_0 souhaitée.

Il n'en demeure pas moins que l'atténuation apportée par un filtre en double T est importante et relativement sélective.

Précisément, dans certains cas, on peut désirer une atténuation sur une bande plus large de fréquences, ce qui est facile puisque l'on est en présence de deux filtres superposés en parallèle. On peut alors calculer le filtre passe-haut C-C-R/2 pour une fréquence inférieure à f_0, et le filtre passe-bas R-R-2C pour une fréquence supérieure à f_0 ; dans ces conditions, c'est la bande comprise entre la fréquence inférieure et la fréquence supérieure qui sera atténuée.

Enfin, on peut souhaiter obtenir une courbe de transmission aux flancs moins abrupts que celle représentée sur la figure XI-27. Dans ce cas, on adopte le montage dit en double T ponté représenté sur la figure XI-28. Le filtre est ponté par une résistance R' si l'on veut adoucir la pente d'atténuation du côté des fréquences inférieures ; il est porté par un condensateur C' pour adoucir la pente du côté des fréquences supérieures. Bien entendu, ces deux composants auxiliaires R' et C' peuvent être utilisés simultanément si on le désire ; leurs valeurs sont à déterminer expérimentalement selon l'effet souhaité.

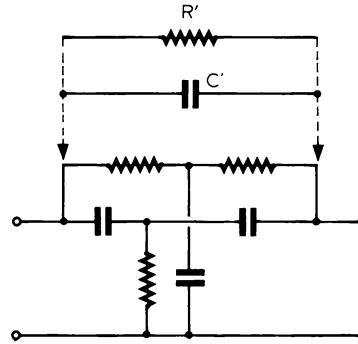


Fig. XI-28

Il existe encore de très nombreux autres schémas possibles de filtres, incorporant par exemple des circuits résonnants ou antirésonnants destinés à éliminer plus particulièrement telle ou telle fréquence. Nous nous limiterons cependant volontairement aux schémas précédents parce que les plus couramment utilisés.

Quant aux *filtres de bande,* si répandus dans tous les montages de radio, rappelons que nous les avons examinés au cours du paragraphe 3 du chapitre VIII.

Indiquons enfin que les *filtres actifs,* surtout employés en BF, seront étudiés au chapitre XIII, paragraphe 5.

§ 8. – Instruments de mesure pour le courant alternatif

Au cours du paragraphe 5 du chapitre IV, nous avons déjà eu l'occasion de parler des appareils pour la mesure des tensions et intensités. Nous nous souvenons que les appareils à cadre mobile ne conviennent que pour le courant continu, mais nous savons également que les appareils à fer doux (ou à répulsion) conviennent pour le *courant alternatif* aussi bien que pour le courant continu.

En courant alternatif, ces types d'appareils sont quelquefois employés, mais généralement dans des circuits bien déterminés, dans des conditions

bien précises... et en tout cas où l'intensité de mesure est déjà grande. En d'autres termes, nous pouvons dire que ces appareils se prêtent assez mal pour la détermination de plusieurs échelles de lecture (mesures diverses dans différents circuits, utilisation en dépannage, etc.) et qu'ils sont relativement peu sensibles.

L'intensité de courant consommé pour la mesure étant nécessairement assez grande, cela fait que ces appareils ne conviennent pas pour des mesures de tension (du moins en radio). On rencontre parfois des voltmètres à fer doux, mais pour l'électricité « industrielle », où l'intensité consommée pour la mesure n'a pas grande importance.

En radio, pour la mesure des tensions alternatives et des courants alternatifs, on préfère procéder comme suit : la tension ou le courant à mesurer est d'abord appliqué à un redresseur. A la sortie de ce dernier, nous disposons d'un courant pratiquement continu que l'on mesure alors à l'aide d'un appareil à cadre mobile. C'est le principe de tous contrôleurs universels (ou « multimètres ») utilisés en radio : cadre seul en courant continu, cadre et redresseur en courant alternatif, avec diverses résistances en série pour les différentes échelles de mesures de tension et diverses résistances en parallèle (shunts) pour les différentes échelles de mesures d'intensité.

Le montage redresseur utilisé dans les appareils de mesure pour courant alternatif est le redresseur en pont (vu précédemment) constitué par quatre diodes à cristal de silicium (fig. XI-29).

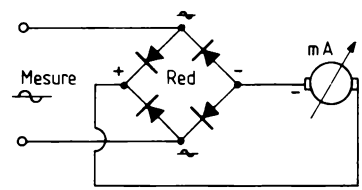


Fig. XI-29

Un tel redresseur avec diodes à cristal permet d'effectuer des mesures valables jusqu'à 20 000 Hz environ.

En vérité, les diodes à cristal conviennent pour des fréquences beaucoup plus grandes que 20 000 Hz. Mais à partir de cette fréquence, et à plus forte raison à des fréquences encore plus élevées, les mesures seraient faussées par l'inductance et la capacité des fils de liaison entre le contrôleur et le circuit à mesurer (sans parler des effets du même genre du commutateur du contrôleur). On opère alors d'une autre façon en employant un voltmètre électronique comportant un redresseur-détecteur monté directement à l'intérieur de la pointe de mesure (probe).

Rappelons aussi que les mesures effectuées en courant alternatif par les contrôleurs universels couramment employés sont des valeurs « efficaces » : lecture des tensions en V_{eff}, lecture des intensités en A_{eff} ou en mA_{eff}.

CHAPITRE XII

LES SEMI-CONDUCTEURS LES TRANSISTORS

§ 1. – Principe des transistors

Dès l'instant que l'on avait réalisé la diode à cristal, rien ne s'opposait à ce que l'on imaginât, sensiblement sur le même principe, la triode à cristal. Ce pas a été franchi en 1948 par la « Bell Telephone » qui, à la suite de longues recherches, fit connaître le résultat de ses travaux : la création d'une triode à cristal (sans tube à vide) fonctionnant suivant un principe nouveau.

Ce nouvel organe prenait le nom de transistor. La figure XII-1 montre la constitution interne grossière d'un transistor, et la figure XII-2, *l'un des principes d'utilisation* (dit à base commune).

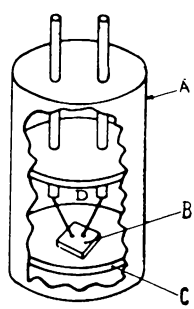


Fig. XII-1

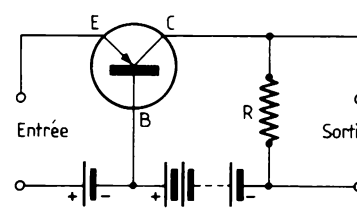


Fig. XII-2

La composition interne est bien visible sur la première figure : A est un cylindre métallique, B un cristal de germanium, C un disque métallique solidaire de A sur lequel B est soudé. Deux pointes de tungstène D sont fixées sur la face supérieure du cristal (1).

(1) Il s'agit là de la réalisation primitive, les transistors actuels étant pratiquement tous – nous le verrons plus loin – du type à jonctions (et non à pointes).

Sur la figure XII-2, l'électrode E, correspondant à la cathode de la classique triode, porte le nom d'*émetteur ;* l'électrode B, correspondant à la grille, s'appelle la *base.* Enfin, l'électrode C, correspondant à l'anode de la triode, se nomme le *collecteur.*

Donc, si nous considérons ce montage comme un montage amplificateur simplifié avec résistance de charge R en sortie, et si nous en faisons la comparaison avec le montage correspondant équipé d'une triode classique, nous pouvons en déduire qu'il s'agit d'un montage amplificateur avec grille à la masse, entrée par la cathode et sortie sur l'anode.

Nous verrons ceci plus complètement avec le chapitre XIII consacré à la fonction amplificatrice ; mais disons tout de suite qu'un tube triode amplificateur peut s'employer sous les trois formes suivantes :

a) entrée sur la grille ; sortie sur l'anode ; cathode à la masse ;

b) entrée sur la cathode ; sortie sur l'anode ; grille à la masse ;

c) entrée sur la grille ; sortie sur la cathode ; anode à la masse au point de vue HF ou BF, car cette dernière électrode est tout de même bien alimentée en tension continue.

Il en va exactement de même avec les transistors en ce qui concerne les divers modes d'utilisation.

Pour mieux nous faire comprendre, la figure XII-3 montre, dans les trois utilisations a, b, et c indiquées précédemment, les correspondances approximatives « lampe/transistor » pour les types NPN et PNP (dont la définition sera donnée un peu plus loin). Pour une plus grande clarté des schémas, les alimentations ont été représentées d'une manière classique, en passant volontairement sous silence toutes les variantes possibles.

Le transistor n'a ni cathode chaude, ni filament ; son fonctionnement est donc instantané. La consommation prélevée aux sources d'alimentation, bien que fonction du type de transistor, reste très réduite et sous des tensions relativement faibles. Son encombrement est minime ; il peut donc être logé dans des montages extrêmement compacts. Tout comme la triode, le transistor peut être utilisé en amplificateur, en détecteur et en oscillateur. Au début, le transistor ne semblait pas très bien convenir aux fréquences très élevées (baisse de rendement, bruit de fond, temps de transit des électrons trop grand) ; mais les progrès réalisés dans ce domaine ont, pratiquement, fait disparaître cette infériorité.

La figure XII-4 montre quelques échantillons de transistors de puissance.

●

Dans un métal, un électron libre est un électron placé à la périphérie de l'atome, ressentant très peu l'attraction du noyau, et libre d'obéir aux forces d'un champ électrique traversant le métal. Dans un isolant parfait, il n'y a aucun électron libre. Dans un semi-conducteur, tel que le germanium, il existe des électrons libres, mais dans une proportion bien moindre que dans un métal. En outre, dans un semi-conducteur, la résistivité dépend de certaines impuretés du corps (dans un rapport bien déterminé), et le courant y

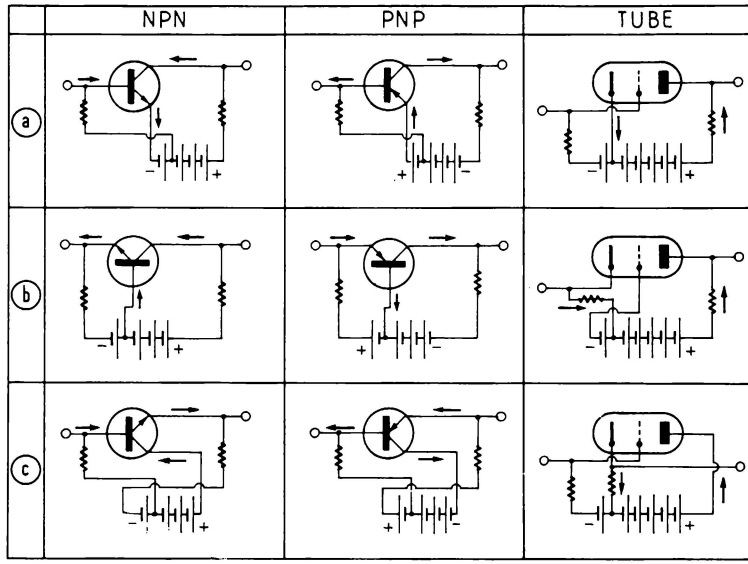


Fig. XII-3

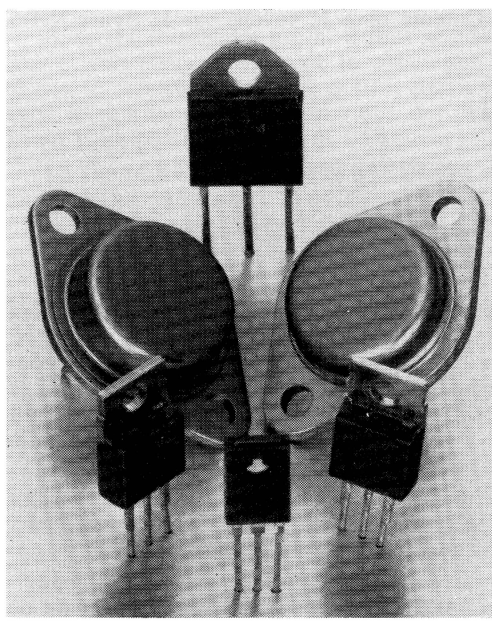


Fig. XII-4
Ensemble transistors de puissance.
Doc. R.T.C.
(Photo M + H)

prenant naissance peut être dû, soit au déplacement des électrons, soit à un virtuel déplacement de charge positive, ou encore, aux deux en même temps.

Les semi-conducteurs peuvent se diviser en deux classes selon la nature de leurs impuretés (ou selon leurs défauts de structure) : les semi-conducteurs « par excès » et les semi-conducteurs « par défaut ». Ces derniers ne contiennent pas assez d'électrons et ont tendance à « en prendre » au métal ; quant aux premiers, au contraire, ils en ont trop et ont tendance à « en donner » au métal. Dans un système « semi-conducteur/métal » (en contact), le courant passera du métal vers le semi-conducteur dans le premier cas, en sens inverse dans le second cas.

Par addition de phosphore ou d'antimoine, on obtient du germanium par excès (appelé type n ou négatif) ; par addition de bore ou d'aluminium, on obtient du germanium par défaut (appelé type p ou positif).

Les transistors à contacts sont faits d'un petit bloc de germanium et de deux pointes en contact avec la surface, nous l'avons vu. Le germanium employé est du type n. Toutefois, autour de la zone de contact, il s'effectue une transformation en germanium p. Le germanium offre un passage commode à un courant venant de la première pointe, mais présente une résistance très grande pour le sens inverse. Le second contact, non redressant, est constitué par la soudure d'un petit bloc de métal sur la pastille de germanium.

Les transistors dits transistors à jonction sont au contraire constitués d'un petit bloc de cristal de germanium dans lequel deux couches p sont séparées par une couche n, ou vice-versa. Comme nous le voyons sur la figure XII-5,

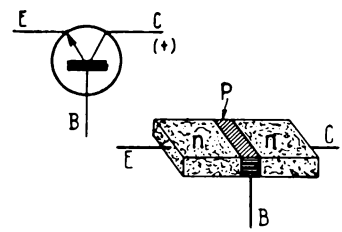


Fig. XII-5

les couches redresseuses sont constituées par les zones de contact ou jonction entre les diverses couches de germanium. Un transistor à jonction peut être, en effet, constitué par une couche de germanium p disposée entre deux couches de germanium n, ou vice-versa. Le transistor est du type n-p-n, dans le cas de la figure XII-5, ou du type p-n-p, si les couches sont disposées dans l'ordre opposé. Dans le type n-p-n représenté, la couche p correspond à la base, et les couches n à l'émetteur et au collecteur.

A l'heure actuelle, le germanium a été supplanté pratiquement partout par le silicium. Les transistors au silicium résistent, en effet, beaucoup mieux à la température. Mais les phénomènes sont rigoureusement les mêmes.

Nous ne voulons absolument pas entrer ici dans une explication compliquée et nous nous limiterons à dire que, pour chaque électron se déplaçant de

l'émetteur à la base, un autre se déplace de la base au collecteur. Il découle que le facteur d'amplification α du transistor ne dépasse jamais 1. Cependant, des valeurs d'amplification importantes sont possibles, étant donné le rapport élevé entre la résistance du circuit de sortie et celle du circuit d'entrée. A ce propos, il convient de se souvenir que les transistors sont des organes dont le fonctionnement est provoqué par des courants, et non par des tensions. Il vaut donc mieux considérer l'amplification de courant ou le gain de puissance par étage.

Beaucoup de transistors actuellement sur le marché sont du type p-n-p (fig. XII-6). L'émetteur E lance des particules dites « lacunes positives » qui traversent la couche peu épaisse de la base B et se dirigent vers le collecteur C. Afin d'attirer les « lacunes », le collecteur doit être relié au pôle négatif de l'alimentation (tension – U).

Si l'on inverse la polarité, on peut détruire le transistor.

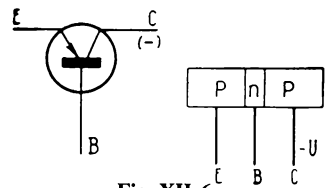


Fig. XII-6

Avec les transistors n-p-n, il faut se souvenir que le courant entre émetteur et collecteur provient de la circulation d'électrons négatifs et que, dans ce cas, le collecteur doit être positif. Sur les figures XII-5 et 6, nous donnons aussi la représentation schématique des deux types ; nous voyons qu'aucune erreur n'est possible (flèche de l'émetteur).

La figure XII-7 montre les schémas de principe d'utilisation les plus couramment mis en œuvre :

En A, avec émetteur à la masse ;

En B, avec base à la masse.

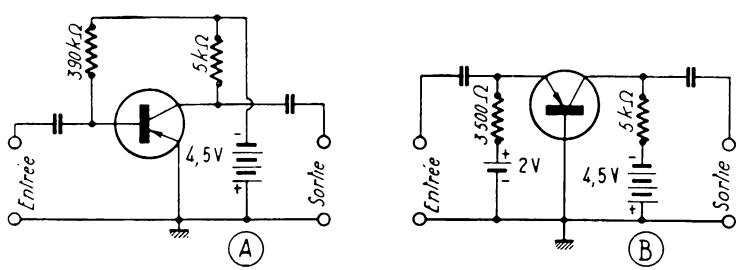


Fig. XII-7

Dans le domaine des semi-conducteurs, la technique est toujours en pleine évolution ; une grande effervescence règne dans tous les laboratoires. Certaines recherches n'ont pas de suite ; d'autres débouchent sur des produits révolutionnaires. On a vu la sortie d'un transistor tétrode (obtenu en montant une électrode supplémentaire entre émetteur et collecteur, donc avec deux bases), et d'un transistor pentode (obtenu à partir du modèle tétrode, mais avec deux émetteurs).

Nous devons citer aussi :

a) Les transistors triodes « à alliage », appelés « drift transistors » ou à champ accélérateur, utilisant une jonction à alliage qui produit un champ accélérateur dans la région de la base, et permettant l'utilisation aux fréquences élevées.

b) Les transistors à barrière de surface ou à base mince et de très faible résistance : germanium type n ; émetteur et collecteur par dépôt électrolytique d'indium sur les faces opposées du cristal ; base par contact métallique soudé à l'une des extrémités. Organe convenant aux fréquences très élevées.

c) Les transistors Mesa et Planar, réalisés selon une méthode de fabrication particulière, et qui conviennent plus spécialement aux fréquences très élevées.

d) Les thyristors, sorte de diodes comportant une électrode de déclenchement (voir § 4).

e) Le « spacistor » ou transistor tétrode, semi-conducteur fonctionnant avec une zone de charge d'espace. Il est essentiellement constitué par une jonction P-N polarisée en inverse (zone P = base ; zone N = collecteur), avec deux contacts supplémentaires dans la région neutre de la charge d'espace. Par l'un de ces contacts essentiellement conducteur (pointe de tungstène pouvant être considérée comme l'émetteur), des électrons sont injectés dans la région de charge d'espace. Ce courant injecté est modulé par un second contact constitué par une pointe d'or présentant des impuretés de type P. La fonction de ce contact « modulateur » est analogue à celle de la grille dans une lampe, puisqu'il module le courant d'électrons et qu'il constitue une sorte d'écran entre le contact d'injection et la région de la jonction P-N. Le signal d'entrée est appliqué entre base (considérée comme potentiel zéro) et pointe modulatrice. Le signal de sortie est recueilli dans la charge intercalée dans le circuit de collecteur. Les impédances d'entrée et de sortie sont très élevées. Le spacistor peut être considéré comme un amplificateur « tension - courant » tout comme un tube électronique ; toutefois, il semble bien avoir été détrôné par les transistors à effet de champ.

f) Les transistors unijonctions (voir § 5).

g) Les transistors microminiatures, dont les dimensions hors tout en millimètres sont : 2,8 × 2,2 × 0,9.

h) Les transistors à « beam-leads »... car on fait de plus en plus petit, et dont les dimensions hors tout en microns sont : 420 × 320 × 50. A ce sujet, la figure XII-8 permet la comparaison de deux transistors microminiatures (à gauche) avec un « magasin » contenant 100 transistors à beam-leads. Il

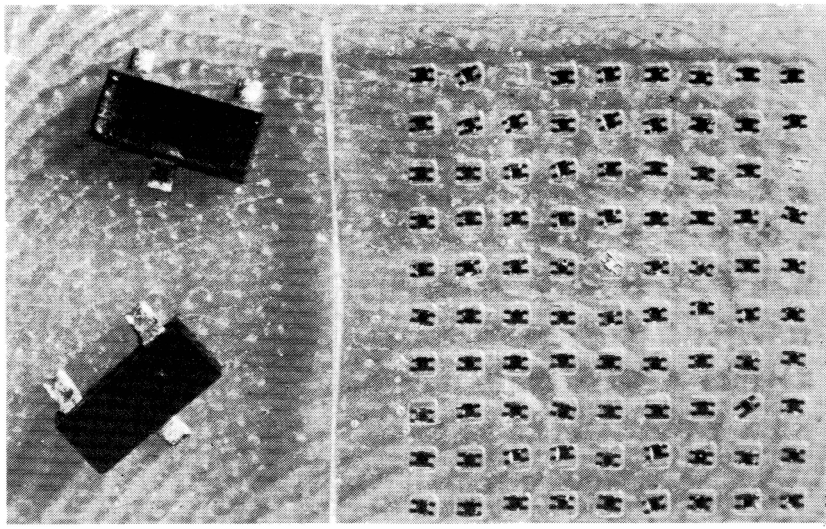


Fig. XII-8

convient de préciser que cette photographie est agrandie, car elle a été prise sur un... pouce ! (Document R.T.C.).

Le terme « beam-leads » peut se traduire par « conducteurs poutre » ; ce sont des bandes métalliques s'étendant au-delà du cristal semi-conducteur, les dépôts métalliques partant des fenêtres de contact du cristal planar. Ils constituent en fait une connexion intégrée. Pour la mise en place sur un circuit, le cristal est retourné et les « beam-leads » sont positionnés sur les plages de connexion du circuit film mince. Par soudure, on obtient simultanément la fixation mécanique et la connexion électrique.

Les dimensions des semi-conducteurs, y compris les « beam-leads », sont les mêmes que celles d'un cristal classique. Les dimensions du cristal utile sont plus petites, car il n'est plus nécessaire de prévoir les surfaces pour la soudure des connexions. Chaque connexion ne nécessite qu'une seule soudure et, puisqu'elles peuvent être faites séparément, la méthode n'est pas limitée par le nombre des connexions et peut s'appliquer même aux circuits monolithiques les plus complexes.

i) Les transistors à effet de champ (F.E.T.) auxquels nous consacrons le paragraphe 3, et dont la première réalisation fut le tecnetron. Différent du transistor classique utilisant la propriété des « porteurs » de charges de passer à travers les barrières de potentiel créées par d'autres « porteurs », l'effet de champ met en jeu des charges électriques dont la profondeur de pénétration est fonction de la tension appliquée à une électrode (grille) et qui rend plus ou moins isolante la partie du semi-conducteur soumise au champ électrique de polarisation.

Le tecnetron se présente sous la forme d'un bâtonnet cylindrique de germanium, type n, de 2 mm de long et de 0,5 mm de diamètre, dans lequel une gorge a été pratiquée et remplie d'indium. Les trois électrodes se trouvent respectivement aux deux extrémités du bâtonnet et sur la gorge d'indium. Le tecnetron est caractérisé par une impédance d'entrée de plusieurs mégohms et une impédance de sortie de 1 mΩ environ.

Une caractéristique remarquable du tecnetron, inhabituelle dans les amplificateurs connus, est l'augmentation du « facteur de mérite » avec la fréquence, qui fait, par exemple, que les performances sont meilleures à 500 MHz qu'à 200 MHz. Précisons que le facteur de mérite est égal au produit du gain par la largeur de la bande de fréquences à l'intérieur de laquelle on obtient ledit gain, à 3 dB près. Les transistors classiques ne présentent absolument pas cet avantage.

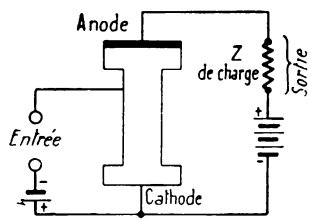


Fig. XII-9

La figure XII-9 nous montre le schéma simplifié d'utilisation du tecnetron qui est, ne l'oublions pas, une invention française du Centre National d'Etudes des Télécommunications.

●

Dans l'immense famille des semi-conducteurs, nous pouvons encore citer :

– Le magnétodiode « SMD », semi-conducteur sensible au magnétisme mettant en application l'effet Hall que nous verrons plus loin (§ 2).

– La diode à effet Gunn. C'est en 1963 que Gunn découvrit des instabilités dans l'arséniure de gallium ; les oscillations prennent naissance dans la masse du cristal lorsque la différence de potentiel appliquée dépasse une valeur de seuil. Ainsi sont nés des générateurs miniatures à hyperfréquence.

– La diode zener, notamment utilisée en régulatrice de tension (voir aussi § 2).

– La diode schottky pour mélangeur VHF ou UHF, qui présente une résistance directe très faible, une résistance inverse (sens de non-conduction) presque infinie, et une capacité interne propre particulièrement minime.

– La diode P.I.N. pour atténuateurs VHF-UHF, qui se comporte davantage comme une résistance variable (contrôlée par une tension continue ou par un signal à fréquence basse) que comme une véritable diode.

– La diode « tunnel ». Cette diode tire son nom de l'effet « tunnel » qui consiste dans la manière dont une particule peut traverser une barrière de

potentiel trop élevée pour être franchie d'une façon normale (barrière qui empêche la conduction inverse dans le cas des diodes normales) ; voir également plus loin au § 2. Dans une diode « tunnel », le courant commence d'abord à croître sensiblement proportionnellement avec la tension appliquée ; puis, cette tension augmentant toujours, on s'aperçoit qu'à partir d'un certain point, le courant s'inverse et diminue. On est alors en présence d'une résistance négative. Ces diodes peuvent être utilisées en oscillation et en amplification.

– La diode varicap ; diode dont la capacité interne propre varie en fonction de la tension continue appliquée (voir plus loin au § 2).

– Le varactor ; diode de puissance à capacité variable utilisée comme multiplicatrice de fréquence en VHF et UHF.

– Le semicteur ; détecteur semi-conducteur élaboré par oxydation superficielle d'un monocristal de silicium de type N suivie d'une métallisation de surface ; utilisé en spectrométrie et comptage des particules ionisantes.

– Le « diac » et le « triac », respectivement diodes symétriques et thyristors symétriques en tête-bêche parallèle ; semi-conducteurs surtout utilisés dans des circuits parcourus par le courant alternatif (§ 4).

– Le « Fetron » qui est un assemblage (dans le même boîtier) de deux transistors à effet de champ du type J-FET (parfois associés avec résistance et condensateur) (fig. XII-10).

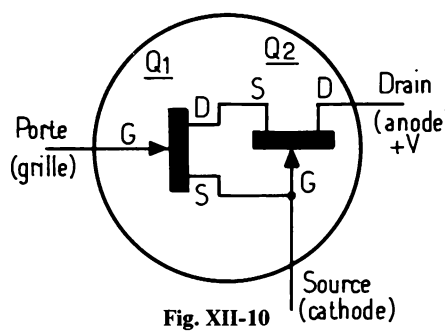


Fig. XII-10

Et, bien entendu, toute la microélectronique avec les modules miniaturisés de toutes sortes, et surtout les circuits intégrés qui sont des ensembles dérivés directement des transistors et autres semi-conducteurs (voir § 6).

De toute manières, et sans aucun risque, il est possible d'ores et déjà de prédire que cette évolution n'est pas terminée.

Nous arrêtons ici cet examen général, élémentaire et superficiel des semiconducteurs. Le paragraphe 2 faisant suite est consacré à la théorie des semiconducteurs, exposé certes un peu aride, mais qui pourra intéresser nos lecteurs désirant davantage de précisions.

§ 2. – Théorie des semi-conducteurs

Considérons des cristaux de silicium ou de germanium, chimiquement purs, appelés aussi intrinsèques. Dans le germanium, par exemple, la dernière bande d'énergie occupée par les électrons superficiels de valence (1), est suivie par une bande interdite d'une largeur de 0,76 électron-volt, puis par une bande de conduction vide à très basse température (fig. XII-11). Il s'agit, en fait, de la disposition des bandes d'énergie dans un isolant. Cependant, comme la bande interdite est étroite (0,76 eV pour le germanium et 1,1 eV pour le silicium), des électrons peuvent passer dans la bande de conduction dès que la température s'élève. En effet, aux températures normales de 288 à 298 °K (c'est-à-dire de 15 à 25 °C), ces corps ne sont plus des isolants, bien que leur résistivité demeure élevée. C'est de cette propriété que ces corps tirent leur nom de semi-conducteurs.

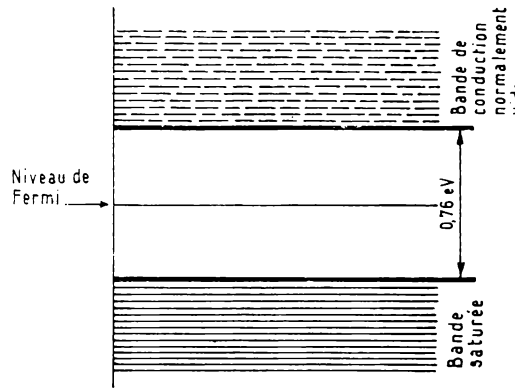


Fig. XII-11

A notre cristal de germanium, ajoutons maintenant une « impureté », quelques atomes d'arsenic par exemple (semi-conducteur extrinsèque). Chaque atome de ce corps va mettre quatre de ses cinq électrons en commun avec les quatre atomes les plus proches du germanium. Le cinquième électron se trouve donc beaucoup plus libre, va pouvoir circuler, et sera susceptible de donner lieu à une conduction.

Même du fait d'une très faible proportion d'impureté, la densité des électrons libres est considérablement augmentée, et la conductibilité est bien plus grande que dans le cas du semi-conducteur pur.

L'impureté (arsenic dans notre exemple, mais ce pourrait être de l'antimoine, du phosphore, etc.) est appelée donneur (sous-entendu : donneur d'électrons).

---

(1) Bande de valence ou électrons de valence contenus dans ladite bande : électrons les plus périphériques.

Un tel semi-conducteur extrinsèque est dit du type n, car les électrons (négatifs) sont dans ce cas porteurs de charge majoritaires (les « trous » ou « lacunes » y sont minoritaires).

Revenons à notre cristal de germanium chimiquement pur du début, et ajoutons-lui maintenant quelques atomes d'indium. C'est une situation inverse qui se manifeste, car tout atome d'indium ne pourra jamais mettre plus de trois électrons en commun avec les atomes voisins de germanium. Il apparaît alors un certain nombre de « trous » ou « lacunes », et tout atome de germanium présentant un trou essaiera de le combler en récupérant un électron à l'un de ses voisins. Or, les électrons se déplaçant dans un sens donné (sous l'effet d'un champ électrique, par exemple), les trous se déplaceront en sens contraire. Il y a conduction par trous positifs ou conduction lacunaire.

L'impureté (indium dans notre exemple, mais ce pourrait être du gallium, de l'aluminium, du bore, etc.) est appelée récepteur ou accepteur (sous-entendu... d'électrons).

Dans ce cas, un tel semi-conducteur extrinsèque est dit du type p, car les trous (positifs) sont porteurs majoritaires (les électrons y sont minoritaires).

En résumé :

a) Dans un semi-conducteur du type p, les trous ou porteurs positifs sont majoritaires devant les électrons ou porteurs négatifs. Les porteurs positifs majoritaires et les porteurs négatifs minoritaires se déplacent parmi des ions négatifs fixes.

b) Dans un semi-conducteur du type n, les porteurs négatifs majoritaires et les porteurs positifs minoritaires se déplacent parmi des ions positifs fixes.

c) Le nombre de porteurs positifs ou négatifs d'un semi-conducteur intrinsèque et le nombre de porteurs minoritaires d'un semi-conducteur extrinsèque varient exponentiellement avec la température.

Nous avons vu que le silicium avait remplacé pratiquement partout le germanium, en raison du fait que la résistivité propre du cristal intrinsèque reste importante à des températures élevées. Pour le reste, les explications ci-dessus s'appliquent intégralement.

Effets de contact « métal-métal » et « métal semi-conducteur »

Plaçons deux échantillons de métaux différents au voisinage l'un de l'autre, de façon qu'il n'existe qu'un espace infime entre eux (voir fig. XII-12). Les métaux 1 et 2 étant différents, les niveaux de Fermi (1) F_1 et F_2, carac-

(1) Fermi (Enrico), physicien et chimiste italien, né à Rome en 1901, mort à Chicago en 1954. Préconisa la désintégration des atomes par les neutrons. Fit avec Pauli l'hypothèse du neutrino. La statistique de Fermi-Dirac date de 1927. Prix Nobel de Physique en 1938. Il construisit la première « pile à uranium » à Chicago en 1942.
Sans entrer dans les détails – ce qui nous entraînerait trop loin pour le cadre de cet ouvrage – indiquons simplement que le niveau de Fermi est une énergie qui dépend de la température, du nombre de niveaux énergétiques du système et du nombre d'électrons à distribuer.

térisant les niveaux occupés à la température considérée, ne se trouvent pas à la même distance du zéro d'énergie. Comme niveaux d'énergie, nous avons eV_{s1} et eV_{s2} différents, V_{s1} et V_{s2} étant les potentiels de sortie respectifs des métaux considérés. Il sera donc plus facile à un électron recevant l'énergie convenable de passer du métal 2 au métal 1, qu'inversement, l'énergie requise étant moindre. En conséquence, il passera beaucoup plus d'électrons de 2 vers 1, que de 1 vers 2 ; d'où l'apparition de charges négatives sur 1 et de charges positives sur 2, cela jusqu'à l'égalisation des niveaux de Fermi dans les deux métaux (équilibre statique).

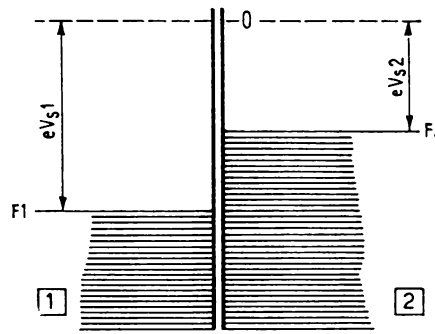


Fig. XII-12

Nous avons supposé, dans cet exposé, que la densité des niveaux énergétiques est la même dans les deux métaux. Dans le cas contraire, il apparaît en outre un phénomène appelé effet Peltier (1). Ce raisonnement suppose aussi que la distance entre les métaux est supérieure à quelques angströms (1 angström = 10^{-10} mètre), faute de quoi on aurait l'effet tunnel (2).

Un champ électrique apparaît alors entre les deux métaux. Le potentiel du métal 2 est plus élevé que celui du métal 1 ; c'est l'effet Volta opposé. La différence de potentiel qui se manifeste est égale à la différence des niveaux de sortie des deux métaux et on la nomme différence de potentiel de contact.

Examinons maintenant le contact d'un métal et d'un semi-conducteur intrinsèque. Approximativement, nous assisterons aux mêmes phénomènes. Du fait du départ de nombreux électrons de la bande de valence du semi-conducteur, nous aurons un nombre égal de charges positives du côté semi-conducteur et de charges négatives du côté métal.

Le phénomène est modifié lorsque le semi-conducteur n'est pas intrinsèque. Considérons un semi-conducteur du type n mis en contact avec un métal dont le potentiel est plus élevé que le sien. Les électrons quittant les donneurs

(1) Sorte d'effet thermoélectrique inverse.

(2) Phénomène pouvant se produire dans un élément diode semi-conducteur qui, lorsqu'il est polarisé dans certaines conditions, peut présenter une résistance négative.

pour aller vers le métal laissent des « trous » positifs ; au voisinage de la surface de contact, il y a un excès de charges positives. Si l'on pénètre dans le semi-conducteur, cet excès de charge décroît, jusqu'au moment où la situation est celle qui existait auparavant. On voit qu'à l'intérieur même du semi-conducteur est apparue une barrière de potentiel.

En appliquant une tension dans le sens convenable, les électrons des « donneurs » gagnent la bande de conduction et le métal, tandis que les électrons qui tenteraient de passer en sens inverse – si l'on renversait la polarité du courant – se heurteraient à la couche d'arrêt formée par les électrons des « donneurs ». On constate qu'il se produit un effet redresseur (conductibilité unilatérale). Le sens aisé du passage du courant d'électrons est celui qui va du matériau à faible potentiel de sortie au matériau à fort potentiel de sortie. Dans le cas ci-dessus, le courant d'électrons circule du semi-conducteur vers le métal. Le sens conventionnel du courant électrique étant (malheureusement) inversé par rapport au courant d'électrons, le métal apparaît comme anode, et le semi-conducteur comme cathode.

Si l'on met en contact un semi-conducteur du type p avec un métal à potentiel de sortie plus faible que le sien, les effets sont contraires, et le sens conventionnel du courant électrique va donc du semi-conducteur (jouant le rôle d'anode) vers le métal.

Jonction p-n

Il existe bien des méthodes « métallurgiques » pour créer des zones p et des zones n successives dans un semi-conducteur ; mais notre propos n'est pas de les développer ici. On peut notamment additionner, au semi-conducteur, des impuretés soigneusement dosées au cours du tirage ; on peut aussi procéder par alliage ou par diffusion.

Supposons donc que nous sommes en présence d'une jonction p-n, c'est-à-dire une juxtaposition de deux zones p et n entre lesquelles subsiste une étroite bande (jonction proprement dite) et dans laquelle la conductibilité passe graduellement d'un type à l'autre.

Lorsque les électrons du silicium de type n s'approchent de la jonction, ils rencontrent une force répulsive des atomes de silicium de type p chargés négativement. Seuls, quelques électrons possèdent assez d'énergie pour traverser la jonction, mais la majorité reste du côté n. De la même manière, les « trous » du silicium de type p sont repoussés par la charge positive des atomes de silicium de type n et restent de ce côté-ci de la jonction. Cette étroite région, d'épaisseur voisine de 1 micron, peut être considérée comme une couche d'arrêt (couche de Schottky). Finalement, on parvient à un certain équilibre, caractérisé par une densité de charges positives importantes dans la toute première partie de la zone n, et une densité de charges négatives dans la zone correspondante de type p.

Si l'on relie alors la zone p au pôle positif d'une pile, par exemple, et la zone n au pôle négatif, la tension U ainsi appliquée aide les charges majoritaires à franchir la barrière de potentiel ; il s'établit un courant important,

appelé courant direct. Le courant électrique (conventionnellement dirigé en sens inverse du courant d'électrons) va donc de p vers n. Tout se passe comme si la barrière de potentiel interne initiale avait été abaissée de U volts.

Si maintenant on inverse les polarités, la zone p est reliée au pôle négatif de la pile, et les charges majoritaires s'écartent de la jonction au voisinage de laquelle apparaît une région isolante. Il n'y a donc plus aucun courant créé par les porteurs majoritaires. Cependant, un certain nombre de minoritaires, dus à l'agitation thermique, se manifeste aussi bien en zone p qu'en zone n. Ces quelques électrons de la région p vont vers n, et ces quelques « trous » de la région n vont vers p, sans que la barrière de potentiel s'oppose à leur passage. Il se produit donc un très faible courant, comme si la barrière de potentiel avait été élevée de U volts ; c'est le courant inverse.

Des vérifications expérimentales, opérées sur des diodes à jonction préparées par fusion, ont conduit au modèle de Hall (1).

Hall suppose qu'il existe entre les zones p et n, une région i correspondant à la jonction proprement dite et qui, moins contaminée, peut être considérée comme formée par le semi-conducteur intrinsèque. Il existe alors deux barrières de potentiel, l'une au niveau de la jonction p-i, l'autre au niveau de la jonction i-n.

Effet zener – Diodes zener (2)

L'effet d'une tension U, appliquée dans le sens convenable pour assurer le passage du courant direct, est d'abaisser chacune des deux barrières de 0,5 U. Le courant total présente une allure exponentielle lorsque la tension U positive est appliquée à la zone p. Au contraire, le faible courant inverse demeure constant lorsque la tension U négative, appliquée à la région p, croît en valeur obsolue. Pourtant, pour une certaine tension $-U_z$, le courant inverse croît brusquement : c'est l'effet zener (voir fig. XII-13). La caractéristique est assez semblable à celle d'un redresseur. A ce phénomène s'ajoute celui de l'ionisation (effet d'avanlanche), exactement comme dans un tube à gaz.

Les diodes zener sont surtout utilisées comme régulatrices efficaces de tension (pour des tensions assez faibles, selon le type de la diode).

Cela se conçoit en examinant la courbe caractéristique d'une telle diode (fig. XII-13). Il suffit de brancher une diode zener du modèle convenable aux bornes de la source de tension à réguler, de façon que la diode soit parcourue par le courant inverse. La tension stabilisée ne peut évidemment pas dépasser la valeur U_z. Selon la tension à réguler, il est possible de monter plusieurs diodes zener en série.

---

(1) Hall (Edwin Herbert), physicien américain (1855-1938). Par diverses expériences, Hall a prouvé également l'influence d'un champ magnétique sur la conduction d'éléments semi-conducteurs (effet Hall ; voir sous-titre suivant).

(2) Zener, physicien anglais. Ouvrage fondamental : « A theory of the electrical breakdown of solids dielectrics ».

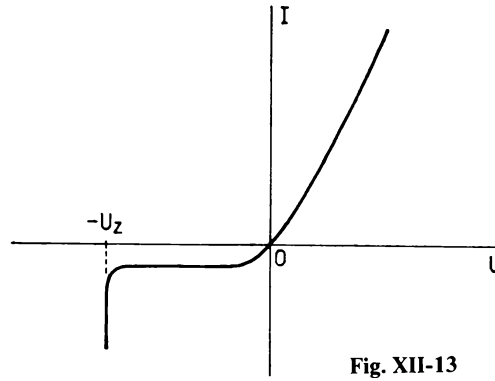


Fig. XII-13

C'est par un « dopage » particulier, c'est-à-dire en augmentant la proportion d'impuretés dans les régions n et p de la jonction, que sont réalisées les diodes Zener. Notons au passage que cela explique que la fonction base-émetteur d'un transistor planar, normalement plus richement dopée que la jonction base-collecteur, puisse être utilisée comme diode zener (comme elle l'est du reste dans nombre de circuits intégrés).

Nous l'avons dit, l'application la plus courante des diodes Zener est la régulation de tension, dont le schéma de principe est représenté sur la figure XII-14. Ce montage ne nécessite pas de commentaires particuliers, et nous en donnons le mode de calcul.

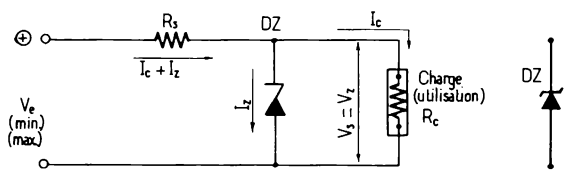


Fig. XII-14

Les paramètres importants sont : la tension minimale V_e admissible à l'entrée, le courant I_c dans la charge (utilisation) et la puissance dissipée par la diode DZ. Nous passons évidemment sous silence la tension stabilisée de sortie V_s à obtenir, la diode DZ étant choisie pour que sa tension de Zener soit égale à V_s.

Calculons la valeur de la résistance R_s montée en série avec la diode. La chute de tension à ses bornes est égale à la différence entre la tension minimale d'entrée V_e et tension de Zener V_z de la diode. Nous pouvons écrire :

$$R_s = \frac{V_e\,(\text{min}) - V_z}{I_c + 0{,}1\ I_c} = \frac{V_e\,(\text{min}) - V_z}{1{,}1\ I_c}$$

La valeur $0{,}1\ I_c$ est une valeur arbitraire correspondant au courant I_z traversant la diode ($0{,}1\ I_c = I_z$) pour V_e (min) et permettant d'obtenir une bonne régulation.

La puissance P_z dissipée dans la diode est égale à $V_z \times I_z$ (max), relation dans laquelle I_z (max) est la valeur maximale atteinte par le courant qui traverse la diode pour la tension maximale d'entrée V_e (max). On peut donc écrire :

$$P_z = V_z \quad \left(\frac{V_e\,(max) - V_z}{R_s} - I_c\right)$$

L'intensité maximale dans la résistance série R_s est :

$$I_c + I_z\,(max) = \frac{V_e\,(max) - V_z}{R_s}$$

La puissance W_r dissipée dans la résistance série R_s est donc :

$$W_r = \left(\frac{V_e\,(max) - V_z}{R_s}\right) \times \left(V_e\,(max) - V_z\right)$$

$$= \frac{(V_e max - V_z)^2}{R_s}$$

Comme autres paramètres, nous pouvons citer :

- la résistance dynamique R_o de la diode :

$$R_o = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_c}$$

- le facteur de régulation en fonction de la tension d'entrée pour une charge constante :

$$\frac{\Delta V_s \times V_e}{\Delta V_e \times V_s}$$

- le facteur de régulation en fonction de la charge :

$$\frac{\Delta V_s \times R_c}{\Delta R_c \times V_s}$$

A droite de la figure XII-14, nous avons indiqué un autre mode de représentation schématique d'une diode zener parfois utilisé.

Nous devons aussi citer les diodes zener programmables qui comportent une troisième électrode (à forte impédance, donc de très faible consommation) destinée à recevoir une « tension de programmation » qui déterminera la tension de régulation *souhaitée* pour la diode zener proprement dite.

Effet Hall

En 1879, Edwin H. Hall, professeur à l'Université de Harvard (U.S.A.), a découvert que si l'on plaçait un conducteur parcouru par un courant électrique dans un champ magnétique perpendiculaire à ce dernier, on constatait la présence d'une différence de potentiel entre les bords de ce conducteur. Pour mieux comprendre ce phénomène, reportons-nous à la figure XII-15.

Soit une lame conductrice A parcourue par un courant I. En l'absence de champ magnétique, les électrons se déplacent en lignes droites et constituent

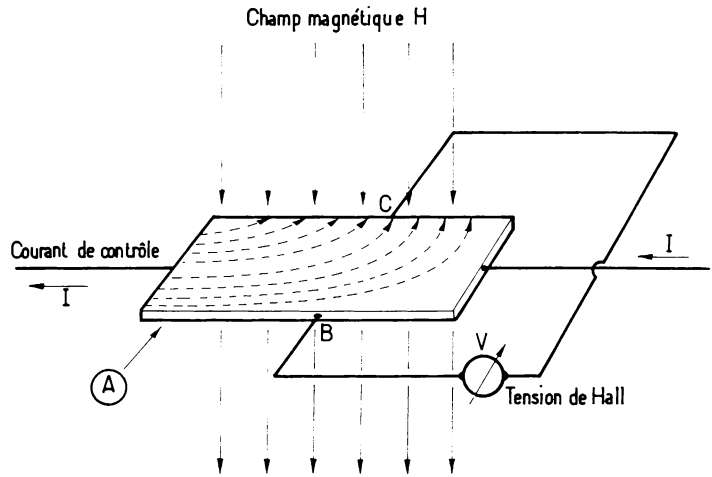


Fig. XII-15

ce qui a été dénommé le courant de contrôle ; il n'y a aucune différence de potentiel entre les bords B et C. Si l'on soumet la lame à un champ magnétique, les électrons sont déviés latéralement vers un bord, et ceci provoque la création de charges de polarité opposée sur l'autre bord. Il en résulte alors une différence de potentiel entre les bords B et C de la lame, différence de potentiel qui porte le nom de tension de Hall.

Cette tension est proportionnelle au produit du courant passant dans le conducteur par la composante normale du champ magnétique H. Son importance, pour un courant I et un champ H déterminés, dépend de la faiblesse de l'épaisseur de la lame et de la facilité plus ou moins grande avec laquelle les électrons peuvent se déplacer dans le matériau. La facilité de déplacement est une constante de mérite du matériau appelée mobilité des porteurs de charges ; plus cette mobilité est élevée, plus la tension de Hall recueillie pour un champ magnétique et un courant de contrôle donnés est grande.

Tant que ce phénomène n'a été appliqué qu'à des métaux, il n'est resté qu'une curiosité de laboratoire. Avec l'avènement des semi-conducteurs en général, il a été possible d'établir des dispositifs industriels intéressants basés sur l'effet Hall : action sur des éléments semi-conducteurs ou des lamelles semi-conductrices. On a réalisé ainsi des wattmètres, des ampèremètres « à agrafage » (c'est-à-dire sans contact électrique avec le courant à mesurer), des appareils pour l'étude des propriétés magnétiques des matériaux, pour la mesure des champs magnétiques, des modulateurs d'amplitude, etc. En effet, sur des « éléments » semi-conducteurs, l'effet Hall devient beaucoup plus net, beaucoup plus sensible (grande mobilité des porteurs de charges).

Il restait à trouver l'exploitation de l'effet Hall avec des semi-conducteurs dits classiques, pour obtenir des éléments amplificateurs, et ce, par des moyens simples et miniaturisés. C'est ce qui a été fait par les ingénieurs de la firme Sony (Japon) et qui a conduit à la réalisation du magnétodiode (SMD), dispositif semi-conducteur sensible au magnétisme, pouvant être utilisé comme élément amplificateur dans tous les appareils électroniques tels que magnétophones, amplificateurs BF, récepteurs de radio et de télévision, etc.

Effet photo-électrique

Un effet photoconductif interne a lieu lorsqu'on éclaire un semi-conducteur parcouru par un courant.

Certains semi-conducteurs intrinsèques se laissent mal traverser par un courant électrique à la température ordinaire. Mais, si on éclaire un tel semi-conducteur, c'est-à-dire si on le bombarde de photons (1), chacun d'entre eux est porteur d'une certaine énergie, et un certain nombre peut communiquer cette énergie à des électrons leur permettant alors de faire le voyage ; d'où, établissement d'un courant électrique correspondant.

---

(1) C'est Albert Einstein qui, le premier, en 1905, émit l'hypothèse des photons (ou quantum d'énergie lumineuse). Ce qu'il vérifia ensuite.
Einstein, né à Ulm en 1879, mort à Princeton (New Jersey) en 1955, fut professeur à Zurich, puis à Berlin, et fut membre de l'Académie des Sciences de cette ville. Après l'avènement d'Hitler en Allemagne, il fut professeur au Collège de France, puis en Angleterre, et enfin à l'Université de Princeton aux U.S.A. Il se fit naturaliser Américain. Il restera célèbre par ses théories sur la relativité restreinte (1905) et sur la relativité généralisée (1916). Il acheva son œuvre par la théorie de la gravitation et du champ unitaire. Einstein est considéré, à juste titre, comme le plus grand mathématicien et le plus grand savant des temps modernes. Il fut Prix Nobel de Physique en 1921.
Etudiant le courant électrique dans les solides hétérogènes, Einstein a établi une relation qui porte son nom. Quand l'équilibre thermique est établi, il existe autant d'électrons ou de trous qui traversent un élément de surface dans un sens que dans l'autre.
En d'autres termes, la densité de courant des trous ou des électrons est nulle en tous points.
Ce courant peut être désigné en deux termes : l'un qui correspond à la diffusion, l'autre à la conduction.
Si la densité des porteurs est constante, le courant de diffusion est nul. Mais nous savons déjà qu'alors, à l'équilibre, le solide est équipotentiel. Le courant de conduction est donc nul aussi. Ceci satisfait bien l'exigence d'un courant total nul.
Si le matériau est hétérogène, il n'est pas non plus équipotentiel. Les deux termes sont différents de zéro, c'est seulement leur somme qui doit rester nulle.
Comment ne pas citer également, ici, la célèbre formule : $e = m c^2$, formule établie par Einstein, formule qui est la base de l'énergie nucléaire et qui montre qu'en Relativité, la masse apparaît comme l'inertie d'une certaine quantité d'énergie, cette énergie e (en ergs) étant proportionnelle à la masse m (en grammes) et au carré de la vitesse de la lumière c^2 (en centimètres par seconde).

Caractéristiques des diodes

Qu'il s'agisse de diodes à pointe, ou à jonction, de diodes au germanium ou au silicium, de diodes utilisées en détection, ou pour le redressement du courant alternatif, ou pour toutes autres applications, elles sont définies par les caractéristiques essentielles suivantes :

a) Le coefficient de redressement qui est le quotient des résistances inverse et directe ;

b) La valeur de la résistance directe, c'est-à-dire dans le sens de la conductibilité ;

c) La tension inverse maximale, c'est-à-dire la tension de crête maximale que la diode peut supporter dans le sens de la non-conductibilité, sans destruction ;

d) L'intensité directe maximale, c'est-à-dire l'intensité maximale du courant qui peut traverser la diode dans le sens de la conductibilité, sans dommage et sans échauffement excessif (1).

Divers types de diodes

Nous avons déjà cité :

a) Les diodes classiques (au germanium ou au silicium) pour signaux faibles ; leurs applications sont multiples en radio et en électronique, en général : détection AM, détection FM, détection vidéo (télévision), redressement de signaux faibles pour les commandes automatiques de gain, pour les circuits antiparasites de récepteurs, etc.

b) Les diodes au silicium de forte puissance, de plus en plus utilisées pour le redressement du courant alternatif (alimentations).

c) Les diodes zener surtout employées pour la stabilisation des tensions de faibles valeurs.

Nous n'y reviendrons donc pas. Mais nous ajouterons :

Les diodes tunnels

Ces diodes tirent leur nom de l'effet tunnel dont nous avons déjà parlé. Dans une diode-tunnel, en appliquant une tension croissante dans le sens direct (de conduction), le courant augmente jusqu'à un maximum étroit, redescend jusqu'à un minimum de faible valeur, puis augmente de nouveau. Lorsque la caractéristique redescend, c'est la zone à « résistance négative » (l'intensité diminue lorsque la tension augmente !). De ce fait, il est donc possible d'envisager un montage auto-oscillateur équipé d'une simple diode-tunnel, à la condition de choisir le point de fonctionnement de la diode dans la zone de résistance négative de sa caractéristique. Des fonctionnements de

(1) Eventuellement, on peut encore ajouter la capacité interne ou capacité parallèle : c'est la capacité propre présentée par la diode, et mesurée à 75 MHz.

ce genre ont pu être obtenus jusqu'à des fréquences de plusieurs milliers de mégahertz !

Du fait même de sa caractéristique, puisqu'une diode-tunnel peut osciller, elle peut aussi amplifier. Et l'on a effectivement employé des diodes-tunnels dans des montages amplificateurs. D'autres utilisations sont encore possibles dans diverses réalisations électroniques.

Reprenons cela plus en détails en examinant la figure XII-16 représentant la caractéristique $I_d = f(V_d)$ d'une diode-tunnel. Nous remarquons d'abord que le courant inverse est anormalement élevé, à ce point qu'il croît plus vite avec la tension que le courant direct. Le courant direct, lui, se comporte d'une manière pour le moins étrange. Il croît d'abord très rapidement à partir de zéro (contrairement à ce qui se passe dans une diode normale où on constate un palier à très faible courant direct) jusqu'à une certaine valeur que nous nommerons point de pic – auquel correspond une tension de pic V_p et un courant de pic I_p. Puis, d'un seul coup, la dérivée de la courbe s'annule pour devenir négative : nous nous trouvons en présence de la zone de résistance négative de la caractéristique. Plus lentement, la dérivée s'annule de nouveau pour reprendre l'allure positive d'une bonne diode bien élevée...

Dans cette partie ascendante, il est un point particulier très intéressant : celui dont l'ordonnée est la même que le point de pic. Expliquons-nous : le

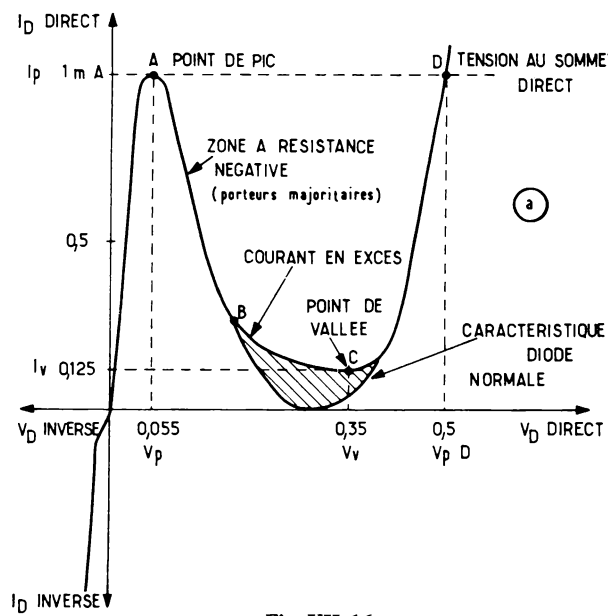


Fig. XII-16

point D correspondant à la même intensité que le point de pic est appelé point de tension au sommet direct (V_{DP}).

Dans une diode-tunnel, les tensions correspondant aux points de pic et de vallée ne dépendent pratiquement que de la nature du semi-conducteur utilisé : germanium, silicium ou arséniure de gallium. Les courants correspondants sont fonction de la surface utile de la jonction. Dans les modèles commerciaux courants, la tolérance habituelle sur le courant de pic est de l'ordre de 10 %. Par un tri en fin de fabrication, on peut réaliser des séries dans lesquelles cette tolérance est ramenée à 2,5 %. Un tri plus sévère permet d'améliorer encore cette précision, jusqu'à mieux que 1 %.

L'influence de la température sur les paramètres des diodes-tunnels se traduit généralement par un coefficient négatif de variation des tensions de pic, de vallée et directe au sommet. Quant au courant de pic, son coefficient de température peut être positif ou négatif en fonction du taux de dopage de la jonction.

Diodes backward

Prenons une diode-tunnel et alimentons-la « à l'envers », ce qui correspond à retourner sa caractéristique (fig. XII-17 en a). La caractéristique inverse ayant une pente beaucoup plus rapide dans une diode-tunnel normalement alimentée que la caractéristique directe, nous aurons l'équivalent d'une diode normale à très faible résistance dynamique. Du côté caractéristique inverse (correspondant à la caractéristique directe de la diode-tunnel), elle présente toujours les décrochements des tensions de pic et de vallée. Si, maintenant, par un dopage soigneusement étudié, nous rendons ces décrochements à peine

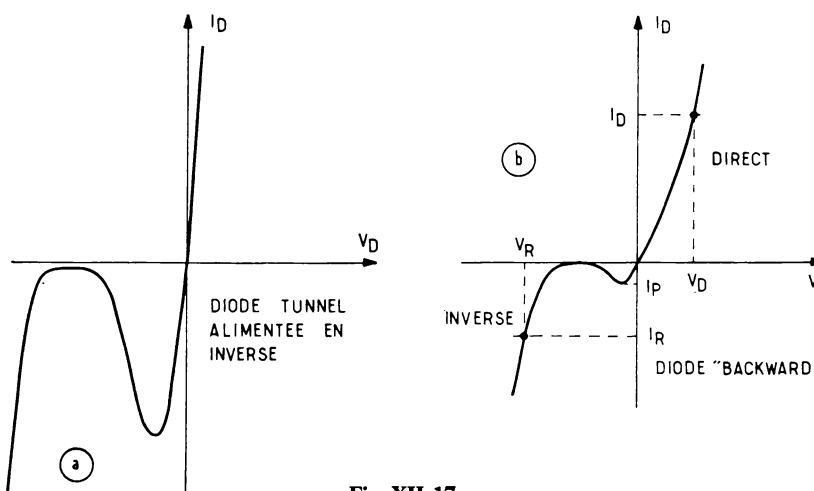


Fig. XII-17

sensibles – très faibles courants de pic et de vallée –, la diode obtenue, bien que polarisée en inverse, se compose exactement comme une diode normale présentant des particularités importantes : absence de tension de coude (le courant direct commence à se manifester même pour les plus faibles tensions), résistance de coude inverse (correspondant à la tension de claquage par avalanche ou la tension de Zener d'une diode ordinaire) assez faible – de l'ordre de 0,3 à 0,5 V. Ce type de diode, dont la figure XII-17 en b donne la courbe $I_D = f(V_D)$, est nommée diode backward (backward = en arrière ; puisque la diode est normalement alimentée en inverse). Ce type de diode trouve sa principale application pour remplacer les diodes classiques dans les montages fonctionnant sous très faible tension du fait de l'absence de tension de coude « directe » et de la faible tension de coude inverse. Comme les diodes-tunnels, leur fréquence théorique de fonctionnement est extrêmement élevée : de l'ordre de plusieurs gigahertz.

Diodes « varicap »

Ce sont des diodes qui se comportent comme un petit condensateur variable (ou ajustable) dont la capacité varie avec la tension appliquée. Il s'agit généralement d'une diode à jonction subminiature au silicium. Sa capacité propre présente un bon coefficient de qualité, et son domaine de fonctionnement, sa plage de variation, sont contrôlables en fonction de la valeur de la tension de polarisation appliquée. La capacité de départ dépend du type de la diode ; c'est ainsi qu'il en existe de 10 pF, d'autres de 100 pF, par exemple. La variation de capacité s'exprime en pF/V (picofarad par volt appliqué) ; certains constructeurs appellent cette variation, la pente de la diode varicap. Cette variation de capacité par volt appliqué est généralement de l'ordre du dixième de la capacité globale. Ainsi, pour une diode varicap de 100 pF, on a approximativement une variation de 10 pF par volt ; comme il est possible d'appliquer plusieurs volts, on peut donc atteindre des variations importantes.

En utilisation pratique, la tension continue de commande appliquée à la diode « varicap » est telle que cette dernière est polarisée en inverse. La capacité décroît au fur et à mesure que la tension inverse de polarisation appliquée augmente.

Les diodes varicaps fonctionnent jusqu'à des fréquences très élevées (plusieurs milliers de mégahertz) ; elles sont utilisables dans un grand nombre d'applications comme, par exemple, le contrôle automatique de fréquence (ou d'accord) pour les récepteurs AM ou FM fonctionnant sur VHF ou UHF, ou même l'accord (non automatique) de ces récepteurs.

Diodes PIN

La diode PIN, comparativement à la classique diode PN bien connue, est composée de deux zones dopées de semiconducteur (zone P et zone N) ; une troisième zone I de semiconducteur intrinsèque (c'est-à-dire n'ayant subi aucun dopage) est intercalée entre les deux zones précédentes. Cette zone de semiconducteur intrinsèque à haute résistivité est relativement large, ce qui a

pour effet d'accroître la tension de rupture et de diminuer la capacité propre du dispositif.

Grâce à la zone intrinsèque, on commande la conductibilité du dispositif ; en effet, en polarisation directe, l'injection de porteurs minoritaires réduit sa résistivité. Cependant, il faut tenir compte de la fréquence du signal appliqué à la diode. Différents cas de fonctionnement peuvent donc être envisagés :

a) Au-dessus d'une fréquence donnée, la diode PIN réagit comme une résistance pure ; cette « résistance HF » dépend du courant de polarisation.

b) Au-dessous de cette fréquence, l'effet classique de redressement se produit comme avec une diode ordinaire.

c) Autour de cette fréquence, les deux effets sont cumulés, et il peut en résulter une distorsion du signal HF qui dépend à la fois du courant de polarisation, de la puissance HF appliquée, de la fréquence et de la durée de vie des porteurs minoritaires.

Les diodes PIN sont utilisées dans certains montages de C.A.G., mais on les emploie le plus fréquemment comme diodes d'atténuation pour la constitution d'atténuateurs contrôlés à l'entrée de certains récepteurs.

Diodes électroluminescentes LED

Les diodes électroluminescentes ou LED (Light Emitting Diodes) sont des diodes au phosphure-arséniure de gallium délivrant une radiation lumineuse rouge lorsqu'elles sont polarisées en direct, c'est-à-dire alimentées dans le sens de leur conduction (alimentation approximative : 1,3 V 20 mA). Ce type de diode est très employé comme témoins, voyants, etc., et pour la fabrication des afficheurs numériques à sept segments. Suivant la proportion d'arséniure et de phosphure de gallium, il est possible d'obtenir des LED délivrant une lumière jaune ou une lumière verte. On emploie également beaucoup, en opto-électronique, des LED produisant de l'infrarouge (lumière invisible) proche.

Cristaux liquides LCD

Les cristaux liquides, ou LCD, sont des composés organiques qui présentent dans leur phase liquide deux états très distincts : l'état anisotrope et l'état isotrope.

La phase anisotrope (également appelée « mésophase ») apparaît immédiatement après fusion dans le sens des températures croissantes. Le liquide possède alors des propriétés comme la double réfraction, qui n'appartiennent qu'aux cristaux. Si la température continue de croître, le cristal liquide entre dans la phase isotrope après avoir franchi le « point limite ». Il ne présente plus alors aucune propriété optique ou mécanique particulière.

Il existe trois catégories fondamentales de cristaux liquides qui diffèrent par leur structure moléculaire. Pour l'affichage, on emploie les cristaux liquides nématiques.

D'après un document Siemens, examinons maintenant la constitution d'un cristal liquide.

On dépose une fine pellicule d'un cristal liquide nématique entre deux plaques de verre parallèles (fig. XII-18). Sous l'effet d'un champ électrique, le cristal liquide primitivement transparent devient opaque. Le champ électrique est engendré par une tension appliquée entre les zones conductrices transparentes disposées sur la face interne des deux plaques de verre distantes de 10 μm. L'effet est déclenché par un champ d'environ 0,5 V/μm. L'opacité s'intensifie avec le champ et atteint sa valeur de saturation pour 3 à 5 V/μm.

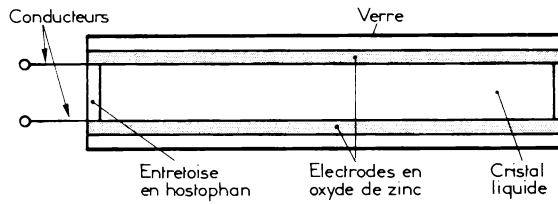


Fig. XII-18

La puissance électrique nécessaire, très faible, ne dépasse pas 100 μW/cm^2.

Les cristaux liquides sont des éléments passifs qui ne peuvent fonctionner qu'en présence d'une source extérieure de lumière (lumière du jour ou lumière artificielle, par exemple). Les cristaux liquides, grâce à leur faible consommation, offrent des possibilités d'affichage dans de nombreux domaines (en particulier dans les appareils à fonctionnement sur batterie), où les composants connus, tels que tubes d'affichage à décharge dans un gaz, diodes LED, tubes à incandescence, etc., ne peuvent convenir. Basse tension et faible courant permettent une commande directe par module MOS.

LES TRANSISTORS BIPOLAIRES

Principaux symboles utilisés avec les transistors

Tensions

V_{BB} = tension continue de polarisation de la base.
V_{CB} = tension continue collecteur-base.
V_{CE} = tension continue collecteur-émetteur.
V_{EB} = tension continue émetteur-base.
V_{CC} = tension continue d'alimentation (collecteur).

$V_{CE\ sat}$ = tension de saturation entre collecteur et émetteur avec I_B et I_C spécifiées.

V_{CBO} = tension continue collecteur-base avec $I_E = 0$ et I_C spécifiée.

V_{EBO} = tension continue émetteur-base avec $I_C = 0$ et I_E spécifiée.

V_{CEO} = tension continue collecteur-émetteur avec $I_B = 0$ et I_C spécifiée.

V_{DS} = tension continue drain-source.

V_{GS} = tension continue porte-source.

Intensités

I_C = intensité continue de collecteur.

I_E = intensité continue d'émetteur.

I_B = intensité continue de base.

I_{EBO} = courant de fuite émetteur-base avec $I_C = 0$ et V_{EB} spécifiée.

I_{CBO} = courant de fuite collecteur-base avec $I_E = 0$ et V_{CB} spécifiée.

I_{CEO} = courant de fuite collecteur-émetteur avec $I_B = 0$ et V_{CE} spécifiée.

I_{CM} = courant collecteur maximal récurrent.

I_{CS} = courant de collecteur lorsque la tension est appliquée, d'une part au collecteur, et d'autre part à l'émetteur et à la base connectés ensemble.

I_D = intensité de drain.

I_{DSS} = intensité drain-source (porte et source en court-circuit).

Puissances

P_C = puissance dissipée au collecteur (à température spécifiée).

P_{tot} = puissance totale dissipable au collecteur.

P_i = puissance appliquée à l'entrée.

P_O = puissance utile de sortie.

P_{CC} = puissance de la source d'alimentation (puissance consommée).

Divers

α = rapport de transfert de courant (montage base commune).

β = rapport de transfert de courant (montage émetteur commun).

γ = rapport de transfert de courant (montage collecteur commun).

η = rendement.

Δ = indique une variation de tension ou d'intensité selon le symbole qui fait suite.

$R_{bb'}$ = $r_{rr'}$ = résistance de la connexion interne de base (ou résistance intrinsèque de base).

R_{GS} = résistance porte-source.

F_t = fréquence de transition.

h_{21E} = gain en courant continu en montage émetteur commun (gain précisé pour une valeur donnée de I_C).

Y_{21S} = admittance directe de transfert en montage source commune, sortie en court-circuit.

GP = PG = gain en puissance.

Un peu de technique théorique

Nous avons déjà donné quelques indications sur le fonctionnement de ces éléments au début de ce chapitre ; nous allons pouvoir maintenant revenir sur ce sujet plus en détails.

Considérons ce montage purement expérimental représenté sur la figure XII-19-A. Il s'agit d'un transistor dit bipolaire, du type NPN, dans un montage avec base à la masse (ou base commune). Si l'on applique uniquement une tension positive au collecteur (interrupteur K ouvert), la section diode collectrice est polarisée en sens inverse et le courant (inverse) du collecteur est faible. Mais lorsqu'une tension v est appliquée dans le sens direct entre émetteur et base, le courant résultant dans l'émetteur est important (K fermé). Comme les « porteurs » de l'émetteur sont attirés par le gradient élevé dû à la tension V_C, le courant de la base demeure faible, et le courant principal circule entre émetteur et collecteur.

L'amplification en courant est inférieure à l'unité puisqu'une partie des porteurs circule par la base. Avec un collecteur fermé sur une impédance nulle, nous avons :

$$\Delta I_C = \alpha \times \Delta I_E$$

α étant compris entre 0,90 et 0,98.

On démontre d'ailleurs que, par rapport au coefficient β que nous allons définir dans un instant avec le montage « émetteur à la masse », nous avons dans le cas présent (base à la masse) :

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

Les signaux d'entrée et de sortie I_E et I_C sont en phase, et le gain en tension est élevé à cause de la valeur importante de la résistance interne des jonctions.

Sur la figure XII-19-B, nous représentons toujours un transistor du type NPN, mais cette fois dans un montage dit émetteur à la masse (ou émetteur commun). La tension de la source V_C tend à faire circuler le courant d'électrons dans le sens émetteur vers collecteur. Il passe dans le sens direct à travers la jonction émettrice, mais bloque la jonction collectrice (K étant ouvert). La chute de tension dans le semi-conducteur est à la jonction collectrice ; et la différence de potentiel à la jonction émettrice étant faible, il ne

passe qu'un faible courant d'électrons vers la base. Les électrons poursuivent leur chemin vers le collecteur, et finalement le courant est faible à travers la jonction collectrice.

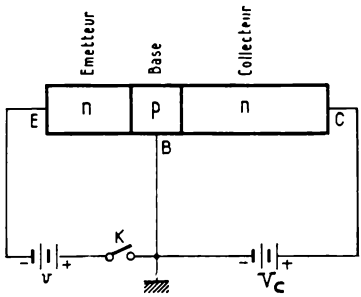


Fig. XII-19-A

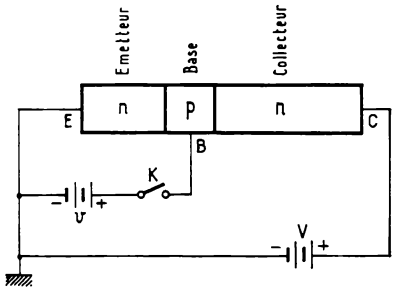


Fig. XII-19-B

Maintenant, fermons l'interrupteur K. La tension positive de v est appliquée à la base. Les électrons affluent alors dans la région p, sont captés par le fort gradient de potentiel existant à la jonction collectrice, et le courant dans le circuit du collecteur augmente considérablement.

Un petit nombre d'électrons parvenus dans la région p se recombinent aux « trous » injectés par la base et un courant très faible s'établit dans le circuit de cette base.

Pour une variation ΔI_B du courant de base, nous avons une variation beaucoup plus grande ΔI_C du courant du collecteur. Pour un circuit de collecteur fermé sur une impédance nulle, nous avons :

$$\Delta I_C = \beta \times \Delta I_B$$

β étant le gain en courant généralement compris entre 10 et 100.

La jonction émettrice est polarisée dans le sens direct et la jonction collectrice dans le sens inverse. En conséquence, l'impédance d'entrée sur la base est nettement inférieure à l'impédance de sortie du collecteur ; la tension de sortie est nettement supérieure à celle du signal d'entrée appliqué à la base.

Avec une forte impédance de charge en sortie, le gain en tension obtenu peut dépasser 100, voire 1 000.

Dans ce montage, le signal de sortie est déphasé de π (180°) par rapport au signal d'entrée. L'amplification en courant est pratiquement égale à β ; celle en puissance, à β^2.

Nos discussions s'appliquaient à un transistor NPN ; elle seraient identiques pour un transistor PNP à condition que les polarités des batteries soient inversées.

Revenons à la figure XII-19-A, mais avec un transistor PNP et les polarités inversées pour les batteries. Les « trous » sont les transporteurs de courant pour l'émetteur et le collecteur, tandis que pour la base, les transporteurs sont les électrons. L'émetteur est toujours polarisé en sens direct, puisqu'il est de type p et relié au + de la batterie. Mêmes observations pour les autres zones. D'ailleurs, la polarité des tensions à appliquer aux différentes « sections » s'établit en considérant que la jonction base-émetteur dans le circuit d'entrée peut être considérée comme une diode polarisée en sens direct, et la jonction base-collecteur du circuit de sortie comme une diode polarisée en sens inverse.

●

Les notions vues jusqu'ici, portant sur le mode de fonctionnement du transistor ordinaire (dit bipolaire), peuvent suffire pour comprendre le sens exact des relations dans les différentes utilisations pratiques. Une couche P déposée sur une couche N présente les propriétés d'un redresseur (d'une diode) ; nous pouvons donc, théoriquement, représenter un transistor PNP comme le montre la figure XII-20, c'est-à-dire par deux diodes reliées entre elles, l'une étant polarisée en sens inverse de l'autre.

Si nous appliquons entre l'émetteur et la base une tension positive, la diode d'émetteur est polarisée dans le sens de la conduction électrique facile. Si nous appliquons entre le collecteur et la base une tension négative, la diode de collecteur est polarisée dans le sens d'arrêt du courant.

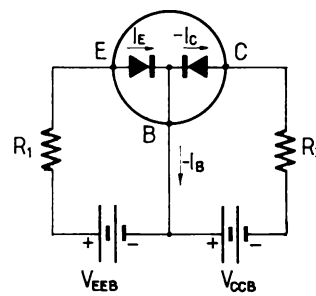


Fig. XII-20

La résistance de sens direct de la diode d'émetteur étant faible, nous observons un fort courant positif de l'émetteur vers la base, et un très faible courant d'arrêt (résiduel de fuite) de la base vers le collecteur. Les sens des courants sont indiqués par les flèches tracées à côté des symboles des courants.

Le remarquable effet de transistance est vraiment ce qui différencie le transistor des deux diodes réelles liées comme l'indique la figure. Si la couche de base est d'une épaisseur suffisamment faible, les lacunes injectées à

l'émetteur se diffusent presque complètement à travers la fine couche de base et à travers la couche d'arrêt ; elles viennent se rassembler au collecteur. Le courant dans la base est donc très faible, et presque tout le courant circule directement vers le collecteur. Si les électrons libres sur la couche N dirigée vers l'émetteur sont peu nombreux, cela empêche leur recombinaison avec les lacunes, et l'effet de transistance est presque complet : le courant de collecteur diffère peu du courant d'émetteur.

Dans la pratique, nous pouvons observer un rapport de transfert du courant de collecteur – I_C et du courant d'émetteur I_E assez voisin de 1 :

$$-\frac{I_C}{I_E} \approx 0{,}9 \text{ à } 0{,}98$$

Pour l'interprétation du signe des symboles, il convient de se souvenir que ces signes sont fondés sur le sens positif conventionnel des courants. Si l'on écrit : I_C = courant de collecteur, I_E = courant de l'émetteur, I_B = courant de base, on entend désigner par cette notation les courants continus dirigés vers l'intérieur du cristal. Dans le montage de la figure précédente par exemple, les courants de collecteur et de base sont négatifs, et leurs symboles sont donc précédés du signe (–).

La relation précédente reste vérifiée pour de faibles variations de courant, c'est-à-dire de faibles courants alternatifs d'un signal (indices minuscules) :

$$-\frac{I_{c\,eff}}{I_{e\,eff}} = \alpha \approx 0{,}9 \text{ à } 0{,}98$$

Insérons alors dans le circuit de l'émetteur un générateur de tension alternative ; il engendre un courant à travers la faible résistance directe de la diode d'émetteur. Ce courant passe dans le transistor selon le rapport de transfert $\alpha \approx 1$ et circule donc aussi dans la résistance de charge R_2. Aux bornes de cette résistance, nous obtenons de fortes variations de tension si la valeur de cette charge est suffisante. Nous avons obtenu une amplification de tension, mais également une amplification de puissance. Nous pouvons affirmer, par conséquent, que le transistor constitue un élément actif d'amplification.

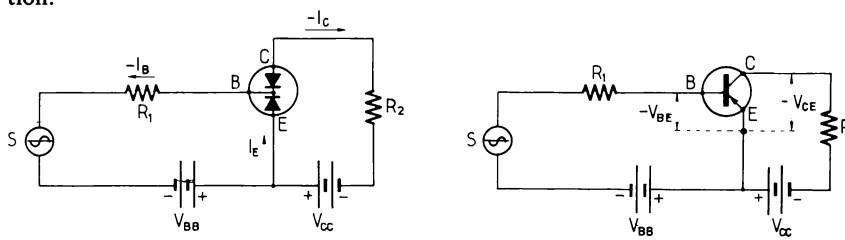


Fig. XII-21

Si nous employons un autre montage que celui de la figure précédente, nous pouvons obtenir correctement une amplification de courant très supérieure à 1. Sur la schéma de la figure XII-21, montage avec émetteur

commun, le transistor est commandé par sa base, et non plus par son émetteur. Nous retrouvons, sur la même figure, en haut, la disposition explicative des diodes d'émetteur et de collecteur, et en bas, la représentation usuelle du montage.

La somme des valeurs des courants du montage est nulle (courants continus) :

$$I_C + I_B + I_E = 0$$

et aussi (courants alternatifs) :

$$I_c + I_b + I_e = 0$$

Donc :

$$- I_c \left(1 + \frac{I_e}{I_c}\right) = I_b$$

Si β est le rapport de transfert pour les signaux faibles du courant de sortie et du courant de commande de ce montage à émetteur commun, avec sortie en court-circuit, nous avons :

$$- \frac{I_{c\,eff}}{I_{b\,eff}} = \beta \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Par exemple, pour $\alpha = 0{,}97$, nous obtenons $\beta \approx 32$. L'amplification de tension obtenue étant proportionnelle au rapport de la résistance de charge de collecteur et de la résistance d'entrée, nous pouvons bénéficier également d'un gain de puissance important.

Les deux figures précédentes conduisent à une déduction importante (non applicable cependant aux transistors à effet de champ) :

– La résistance d'entrée d'un transistor bipolaire ordinaire est toujours très faible puisque sa valeur est sensiblement celle de la résistance dans le sens direct conducteur de la diode d'émetteur ; il est donc nécessaire de fournir à l'entrée une certaine puissance de commande.

On peut néanmoins agir sur la résistance dynamique d'entrée (ou impédance d'entrée), en vue de l'accroître sensiblement, au moyen de montages spéciaux appropriés (voir chapitre XIII, § 12, n° 4).

Caractéristiques des transistors

Bruit de fond. – Pour les trois montages fondamentaux d'utilisation des transistors, le facteur de bruit reste sensiblement le même.

Ce facteur de bruit dépendant de la fréquence (en principe, le bruit augmente proportionnellement avec la fréquence), il convient de bien préciser cette fréquence à laquelle a été faite la mesure. Faute de quoi, l'indication n'a aucune signification.

Dans cet ordre d'idée, les transistors destinés aux VHF ou aux UHF sont spécialement étudiés pour ne générer qu'un très faible niveau de bruit (transistors du type alliage-diffusion, par exemple).

Fréquence de coupure. – La courbe de réponse d'un transistor est limitée par les effets du temps de transit, temps de transit des « trous » ou des électrons selon le type de transistor considéré et selon les conditions d'utilisation considérées.

A ce point de vue, un transistor est caractérisé par sa fréquence de coupure. C'est la fréquence pour laquelle le coefficient d'amplification de courant α n'est plus que 0,707 de sa valeur en basse fréquence (valeur généralement donnée pour 1 000 Hz). A la fréquence de coupure, on a donc un affaiblissement de – 3 dB ; ce qui signifie que le rendement baisse, mais ce qui ne signifie pas que le transistor considéré ne puisse absolument pas être utilisé sur des fréquences encore supérieures. En outre, la fréquence de coupure est sensiblement proportionnelle à la tension du collecteur.

On considère aussi la fréquence de transition ; c'est la fréquence à laquelle h_{21E} (soit β) est égal à 1. On précise alors l'intensité de collecteur correspondant à cette fréquence de transition.

Température. – Il faut tenir compte aussi bien de la température ambiante que de la température de la jonction. Lorsque la température augmente, le courant qui circule croît rapidement, d'où risque de dépasser la puissance maximale dissipable sur le collecteur indiquée dans les caractéristiques... et détérioration rapide du transistor.

Les tensions et courants maxima ou moyens sont donc des indications et des renseignements importants à ne pas dépasser et à respecter de très près.

Courbes caractéristiques. – Les courbes relevées dans le montage avec collecteur à la masse et dans le montage avec base à la masse sont les plus démonstratives pour fournir une explication du fonctionnement général d'un transistor. Les courbes relevées dans le montage avec émetteur à la masse, au contraire, donnent directement la valeur du courant de base et la valeur de la tension entre base et collecteur. Mais, si l'on considère la famille de courbes caractéristiques relevées dans le montage avec émetteur à la masse, il est toujours possible d'en déduire celles applicables aux deux autres montages-types.

A titre d'exemple, nous donnons sur les figures XII-22 et 23 les caractéristiques statiques d'un transistor PNP, respectivement dans un montage avec émetteur à la masse et dans un montage avec base à la masse.

Examinons d'abord la figure XII-22. En haut, à droite, nous avons les valeurs du courant du collecteur en fonction de sa tension, et ce, pour différentes valeurs du courant de base. La courbe en pointillés indique les limites pour une dissipation normale.

En bas, à gauche, nous avons la courbe représentant la tension de base en fonction du courant de base pour une tension donnée du collecteur. Les courbes, en bas à droite, montrent que la tension de base est pratiquement indépendante de la tension du collecteur.

En haut, à gauche, il s'agit de la courbe représentant l'augmentation du courant du collecteur en fonction du courant de base (le courant du collecteur étant pratiquement indépendant de sa tension).

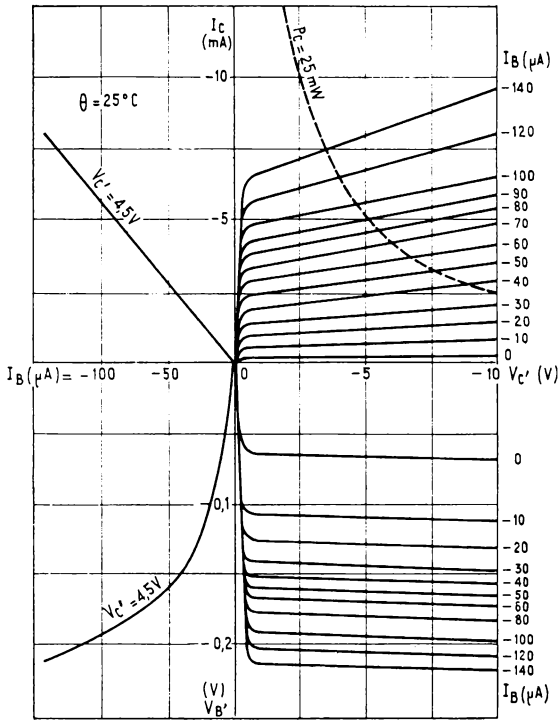


Fig. XII-22
Caractéristiques statiques d'un transistor p.n.p. avec émetteur à la masse ($V'_c = V_{ce}$ et $V'_b = V_{be}$).

Il est intéressant de comparer, pour ce même transistor PNP, les familles de courbes représentées sur la figure XII-23 et relevées avec le montage base à la masse. On notera que la tension du collecteur V_c a un moins grand effet dans ce second cas que dans le premier.

Le gain de tension est donné par la relation :

$$\text{Gain tension} = R_{gain} \times I_{gain}$$

Dans le montage base à la masse, le gain de courant est le rapport entre le courant collecteur I_C et le courant émetteur I_E. On obtient un gain de tension parce que la charge du collecteur est plus grande que la résistance de l'émetteur.

(Dans les symboles tension ou courant des bases, émetteurs ou collecteurs, on respecte parfois le sens conventionnel du courant électrique ; c'est la raison pour laquelle, avec des transistors du type PNP, ces symboles sont souvent précédés du signe « moins ».)

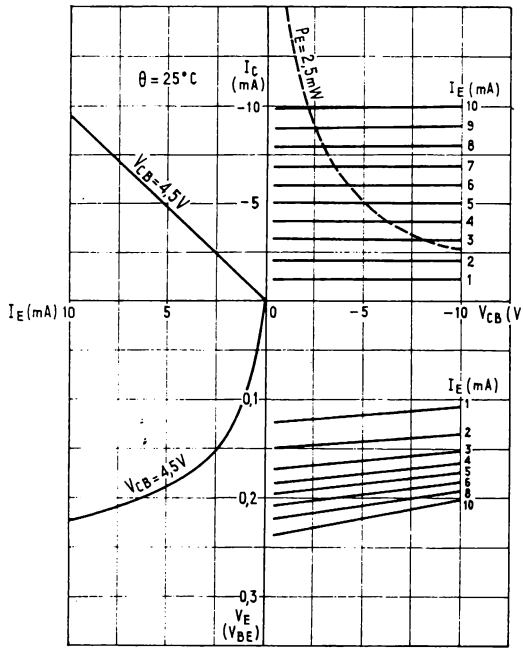


Fig. XII-23
Caractéristiques statiques d'un transistor p.n.p. avec base à la masse.

Dans le montage émetteur à la masse, le gain de courant est le rapport entre les variations du courant collecteur et les variations correspondantes du courant de base :

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \beta$$

β est aussi parfois symbolisé par h_{21E} ou h_{fe}.

Quant au rapport $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$, on le désigne par la lettre α.

Nous avons déjà défini ces rapports précédemment.

Généralement, la valeur de β est précisée dans les caractéristiques fournies par les fabricants. Cependant, on peut aussi déterminer β à l'aide des courbes I_C V_C pour divers courants I_B (en haut, à droite, figure XII-22).

Soit une tension de collecteur de 7,5 V ; une variation du courant de base passant de 10 μA à 30 μA (soit 20 μA) provoque une variation de courant de collecteur de 1 mA à 2 mA (soit 1 000 μA). Nous obtenons donc :

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \frac{1\,000}{20} = 50$$

Rappelons que l'on peut déterminer également β, lorsqu'on connaît α, dans le cas du montage avec émetteur à la masse, en appliquant la relation :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Pour constituer un quadripôle amplificateur avec un transistor qui n'a que trois électrodes, il faut utiliser l'une d'elles à la fois dans le circuit d'entrée et dans le circuit de sortie. Cette électrode est alors dite commune, et nous avons les trois montages possibles suivants (déjà cités) : à base commune, à émetteur commun, à collecteur commun.

Toutes les propriétés des montages pour transistors PNP se déduisent de celles des montages correspondants NPN en changeant les signes des tensions et des courants. On peut donc se contenter d'étudier l'une des deux familles seulement, par exemple la famille concernant les transistors NPN.

Dans tous les étages amplificateurs, on retrouve dans le circuit d'entrée E et dans le circuit de sortie S les effets de deux sources de courant : l'une de courant continu (alimentation, polarisation), l'autre de courant alternatif (signal à amplifier ou signal amplifié). Dans les formules qui suivent, formules concernant les gains en courant et en tension dans les trois montages-types, les valeurs de tensions V et des intensités I se rapportent à des variations de tension continue ou de courant continu (ΔV et ΔI) ou à des variations alternatives (signal).

Montage à base commune (schéma théorique simplifié, fig. XII-24).

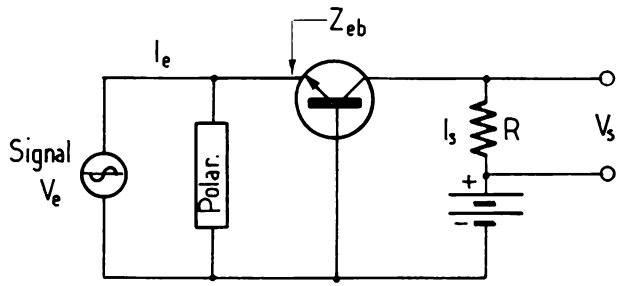


Fig. XII-24

Gain en courant : $Gi = \frac{I_s}{I_e} = \alpha$

Gain en tension : $Gv = \frac{R}{Z_{eb}} \times \alpha$

Z_{eb} étant l'impédance d'entrée du transistor en base commune.

Un étage d'amplification avec transistor à base commune a un gain en courant toujours légèrement inférieur à l'unité. Son gain en tension peut être rendu plus grand que 1, lorsque R est grand par rapport à Z_{eb}, ce qui est généralement le cas.

Montage à émetteur commun (schéma théorique simplifié, fig. XII-25).

Gain en courant : $Gi = \frac{I_s}{I_e} = \beta$

Gain en tension : $Gv = \frac{R}{Z_{ee}} \beta$

Z_{ee} représente maintenant l'impédance d'entrée du transistor attaqué par sa base ; la relation entre Z_{ee} et Z_{eb} vue précédemment est :

$$Z_{ee} = \beta \times Z_{eb}$$

Donc : $Gv = \frac{R}{Z_{eb}}$

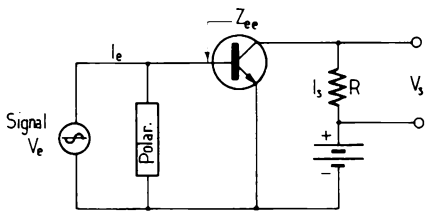


Fig. XII-25

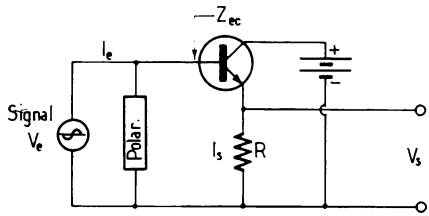


Fig. XII-26

Dans un montage à émetteur commun, les gains en tension et en courant atteignent plusieurs dizaines. Ce montage est très utilisé en BF puisque le gain en puissance obtenu est très élevé.

Montage à collecteur commun (schéma théorique simplifié, fig. XII-26).

Dans ce montage, le courant de sortie I_s vient automatiquement s'établir à une valeur telle que l'on ait :

$$V_s = V_e$$

c'est-à-dire :

$$G_V \simeq 1$$

Lorsque V_e varie, le potentiel de l'émetteur suit les variations du potentiel de la base ; d'où le nom d'émetteur-suiveur souvent donné à ce montage.

L'impédance d'entrée est très grande :

$$Z_{ec} = \frac{R}{1 - \alpha}$$

que l'on peut écrire approximativement : $Z_{ec} \simeq \beta \times R$.

L'impédance d'entrée étant β fois l'impédance d'utilisation, on a évidemment :

$$Gi \simeq \beta$$

Note : Voir également les numéros 4 et 5 du § 12, chapitre XIII.

Mesure des caractéristiques principales d'un transistor

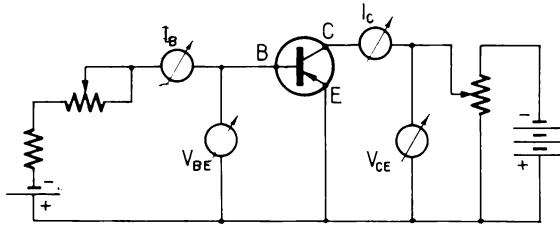


Fig. XII-27

La figure XII-27 représente un montage pratique permettant de relever les courbes caractéristiques principales d'un transistor. Nous avons indiqué un transistor PNP ; naturellement, dans le cas d'un transistor NPN, il suffirait d'inverser les polarités des sources d'alimentation. Les courbes caractéristiques que nous pouvons relever sont les suivantes :

$I_C = f(V_{CE})$ pour I_B constant ;

$I_C = f(I_B)$ pour V_{CE} constant ;

$V_{BE} = f(I_B)$ pour V_{CE} constant ;

$V_{BE} = f(V_{CE})$ pour I_B constant.

D'après ces courbes, il est possible de déterminer les paramètres hybrides qui sont, pour le montage émetteur commun :

Impédance d'entrée $= \dfrac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$ pour V_{CE} constant.

Gain en tension $= \dfrac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}}$ pour I_B constant.

Gain en courant β $= \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ pour V_{CE} constant.

Admittance (1) de sortie $= \dfrac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}$ pour I_B constant.

Pente d'un transistor (mA/V) $= \dfrac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$

Puissance d'entrée $= V_{BE} \times I_B$

Puissance utile de sortie $= (V_{CC} - V_{CE}\ \text{sat.}) \times I_C\ \text{max}$

Impédance de charge $= \dfrac{V_{CC}}{I_B}$

Enfin, le tableau ci-après résume les propriétés générales et les conditions de fonctionnement des trois montages : base commune, émetteur commun et collecteur commun.

(1) Inverse de l'impédance.

Caractéristiques	Base commune	Emetteur commun	Collecteur commun
Gain en puissance	moyen	élevé	faible
Gain en tension	élevé	élevé	inférieur à l'unité (ou voisin de 1)
Gain en courant	inférieur à l'unité (soit α)	élevé (β)	élevé (voisin de β)
Impédance d'entrée	faible	moyenne	élevée
Impédance de sortie	élevée	moyenne	faible
Signal de sortie et signal d'entrée	en phase	en opposition de phase	en phase
Fréquence maximale de fonctionnement	élevée	inférieure à celle du montage à base commune	généralement faible, mais elle dépend de la résistance propre de la source du signal.

*** Identification et repérage des électrodes d'un transistor inconnu – voir annexe p. 439**

§ 3. – Les transistors à effet de champ

Nous avons déjà dit quelques mots sur cette catégorie de semi-conducteurs au cours du paragraphe 1. Ces composants permettent la solution de nombreux problèmes qui, dans certains cas, ne pouvaient être résolus que par l'emploi de tubes. On réalise couramment des transistors à effet de champ fonctionnant correctement jusqu'à plus de 500 MHz (1).

Nous allons donc essayer de faire la synthèse des techniques présentes, de faire le point de la situation, sur tout ce qui est transistor à effet de champ. Tout... ou a peu près, car dans ce domaine, il ne se passe guère de semaine qui ne nous apporte pas quelque chose de nouveau !

Pour les nouveaux venus à l'électronique, rappelons tout de même que FET signifie « Field Effect Transistor », c'est-à-dire transistor à effet de champ.

(1) Il existe des transistors à effet de champ à l'arséniure de gallium fonctionnant à plus de 15 GHz !

En France, il y a plusieurs années déjà, les recherches effectuées par le C.N.E.T. (Centre National d'Etudes des Télécommunications) ont conduit à la réalisation du tecnétron exploitant l'effet de champ. Cependant, tant que ces semi-conducteurs ont été faits à partir du germanium, leur succès est resté limité. Au contraire, la fabrication plus récente de ces dispositifs à partir du silicium à structure plane a ouvert la voie à un important développement.

Différent du transistor classique utilisant la propriété des « porteurs » de charge de passer à travers les barrières de potentiel créées par d'autres « porteurs », l'effet de champ met en jeu des charges électriques dont la profondeur de pénétration est fonction de la tension appliquée à une électrode (appelée grille ou porte) et qui rend plus ou moins isolante la partie du semiconducteur soumise au champ électrique de polarisation.

Nous désignerons par transistor à effet de champ l'ensemble des dispositifs semi-conducteurs correspondant à ce mode de fonctionnement.

Comparativement au transistor classique qui est un dispositif bipolaire, le transistor à effet de champ est donc un dispositif unipolaire.

Voyons un peu maintenant les abréviations destinées à distinguer les diverses sortes de transistors à effet de champ et essayons de nous y retrouver. Nous avons déjà vu le sigle général F.E.T., nous n'y reviendrons pas. Citons :

- J.F.E.T. (Junction Field Effect Transistor) = transistor à effet de champ à jonction.
- I.G.F.E.T. (Insulated Gate Field Effect Transistor) = transistor à effet de champ à porte isolée.
- M.O.S.F.E.T. – ou simplement M.O.S. (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) = transistor à effet de champ à métal-oxyde semiconducteur ; c'est un cas particulier de l'IGFET, l'isolement de la porte étant obtenu ici par une couche de bioxyde de silicium Si 0^2.
- D.G. – MOSFET ou tétrode FET (Dual Gate MOS) = type MOS comme ci-dessus, mais avec deux « portes » ; on l'appelle aussi FET tétrode.

On voit que les transistors FET existent sous de nombreuses versions. A cela, il convient d'ajouter d'abord les deux modes possibles de fonctionnement (soit par appauvrissement, soit par enrichissement), et ensuite les types à canal P et les types à canal N. Nous reviendrons sur tout cela, et vraisemblablement la liste n'est pas encore close.

Le transistor à effet de champ le plus simple est constitué par un barreau (ou canal) de semi-conducteur de polarité P ou N (fig. XII-28) au centre duquel un anneau de semi-conducteur de polarité opposée forme un étranglement de ce dernier. Anneau et barreau constituent une jonction P-N qui sera polarisée en inverse. Chaque extrémité du barreau est reliée à une connexion de sortie par l'intermédiaire de contacts ohmiques. Les trois électrodes ainsi constituées sont appelées respectivement source, porte (gate ou grille) et drain. Par analogie, elles correspondent, dans l'ordre, à la cathode, la grille et l'anode d'un tube triode à vide.

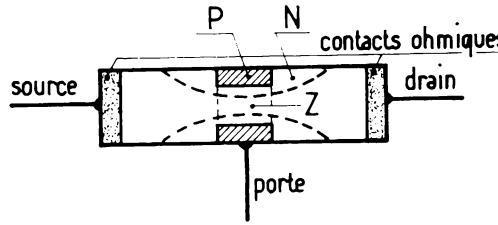


Fig. XII-28

L'effet de champ est obtenu en faisant varier la tension de porte ; cette variation modifie, ou « module », la zone conductrice Z du canal en créant un étranglement isolant plus ou moins profond ou étroit. Les variations de tension de porte vont entraîner des variations du courant circulant dans le canal. Il est donc possible de tracer le réseau de caractéristiques donnant le courant traversant le canal (ou courant drain I_d) en fonction de la tension drain-source V_d pour diverses valeurs de la tension de porte V_p.

Si l'on compare les caractéristiques ainsi obtenues au réseau de Kellog de caractéristiques I_a/V_a d'un tube pentode, on est frappé de leur ressemblance.

En particulier, on remarque que pour les valeurs élevées de V_d, les caractéristiques sont des droites horizontales : Pour une tension de porte V_p donnée, le courant de drain I_d est constant quelle que soit la tension de drain V_d. Voir plus loin la figure XII-31.

Pour les faibles tensions de drain, le semi-conducteur se comporte comme une résistance dont la valeur serait fonction de la tension de porte.

On peut définir une tension de « cut-off », appelée également tension de pincement ; c'est la tension de porte pour laquelle le courant de drain est nul.

En outre, on peut encore considérer :

La résistance d'entrée constituée par la résistance de fuite de la diode « porte-source » polarisée en inverse (plusieurs mégohms) ;

La capacité d'entrée du montage à source commune (5 à 10 pF pour les types courants ; moins de 5 pF pour les types à utiliser en HF ou VHF) ;

La capacité porte-drain ou capacité de réaction interne, toujours en montage à source commune (de 0,5 pF à 4 pF selon les types) ;

La capacité de sortie (de 1 à 5 pF selon les types) ;

La résistance de sortie R_s ; dès que le semi-conducteur fonctionne dans la zone où les caractéristiques sont presque horizontales, celle-ci est très élevée (en général, quelques centaines de millions d'ohms) ; on a :

$$R_s = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} \text{ à } V_p \text{ constante}$$

La pente G (ou S) ; on a :

$$S = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_p} \text{ à } V_d \text{ constante}$$

Elle est généralement et pratiquement exprimée en milliampères par volt ou en micromhos (1 mA/V = 1 000 micromhos). Cette pente va de 0,2 à 5 mA/V pour des types très courants, jusqu'à 40 mA/V, voire davantage, pour des types spéciaux.

Suivant les structures, la pente offre différentes lois de variation en fonction de la tension de porte. Dans certains cas, cette loi est presque linéaire. Dans d'autres cas, la pente varie d'abord très peu, puis brutalement au voisinage de la tension de cut-off.

Tous ces paramètres varient en fonction des tensions ou courants mis en jeu, mais sont indépendants de la fréquence. Les capacités sont les plus affectées par les variations de tension ; comme dans un transistor ordinaire, elles diminuent lorsque les tensions augmentent.

Les paramètres sont modifiés aussi par la température. C'est ainsi que la résistance d'entrée est, à 150 °C, mille fois plus faible qu'à 25 °C. Cela peut constituer un phénomène très gênant dans le cas où, précisément, on considère l'impédance d'entrée élevée du transistor à effet de champ comme étant sa caractéristique la plus séduisante.

Le courant de drain et la pente varient également avec la température. Néanmoins, on constate qu'il existe un point de fonctionnement à dérive nulle de courant de drain et un point de fonctionnement à dérive nulle de pente. Il est donc possible de choisir un point de fonctionnement donnant un gain constant, quelle que soit la température, puisque le gain est directement proportionnel à la pente.

●

Les transistors à effet de champ du type M.O.S. sont réalisés suivant une structure plane (fig. XII-29). Ils présentent des meilleures performances, notamment en ce qui concerne les capacités parasites ; leur comportement en HF ou VHF est donc meilleur.

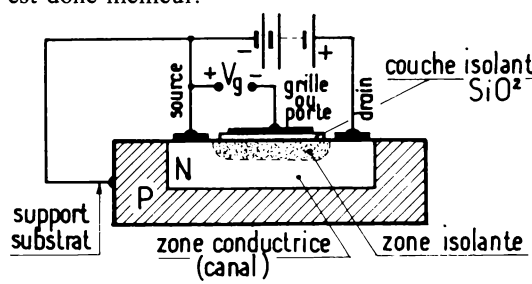


Fig. XII-29

Il existe deux structures du transistor MOS à effet de champ à porte isolée : le MOS à épuisement et le MOS à enrichissement.

Le premier, celui qui est représenté sur la figure XII-29, comporte :

– un support ou substrat ;

– un canal de polarité opposée au support et dont les extrêmités constituent respectivement le drain et la source ;

– une couche isolante en bioxyde de silicium (Si 0^2) ;

– une grille métallique (ou porte).

Le fonctionnement du transistor MOS à épuisement est assez voisin de celui du JFET. En effet, la porte, soumise à une polarisation convenable, provoque une zone isolante plus ou moins profonde dans le canal et « module » ainsi la résistance de ce dernier. Néanmoins, il convient de remarquer que :

a) pour un transistor MOS à canal N, il est possible de fonctionner avec une tension de porte nulle, et même positive (ce qui n'est pas possible avec un transistor JFET où la jonction porte-source devient conductrice) ;

b) les caractéristiques sont un peu plus inclinées que pour un transistor JFET, d'où une résistance de sortie un peu plus faible.

Le transistor MOS à enrichissement est également à structure plane ; nous le représentons sur la figure XII-30. Contrairement au type à épuisement, il ne comporte pas de canal : La source et le drain constituent deux diodes avec le support (substrat) ; si la tension appliquée à la porte (ou grille) est nulle, aucun courant ne circule entre source et drain.

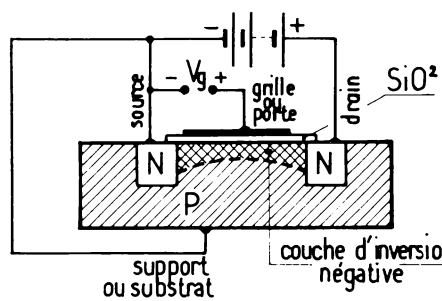


Fig. XII-30

Si l'on applique à la porte une tension positive par rapport à la source, les « trous » sont repoussés hors de la surface du substrat et les électrons sont attirés vers cette surface. En conséquence, il se forme dans le substrat, au voisinage de l'oxyde diélectrique, une couche de type N. Plus le potentiel appliqué est grand, plus l'épaisseur de cette couche d'inversion devient importante. C'est ainsi, par exemple (comme indiqué sur la figure), que la porte positive va attirer des charges négatives entre source et drain ; ce « canal » négatif sera d'autant plus important que la tension de porte sera plus positive. Etant donné que la couche d'inversion établit ainsi un trajet conducteur, il va donc circuler un courant entre drain et source (si la tension de drain est convenable), la valeur de ce courant étant essentiellement fonction de la tension de porte.

La figure XII-31 représente, à droite, les courbes caractéristiques « intensité drain source/tension drain source » (I_{ds}/V_{ds}) pour diverses tensions de porte (V_{gs}) pour un transistor MOS à enrichissement.

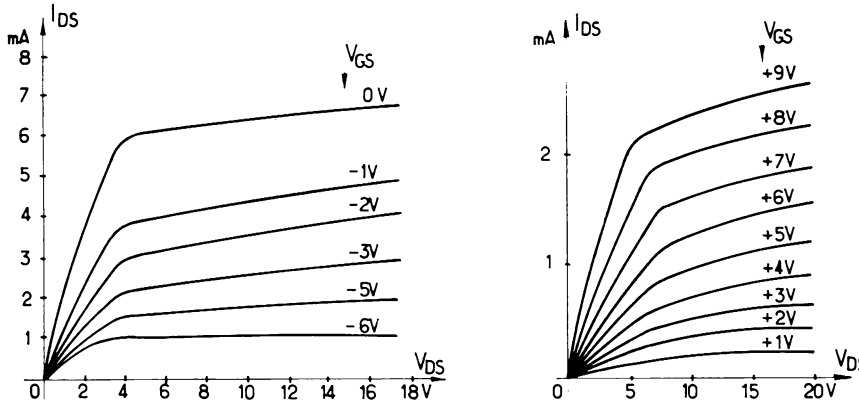


Fig. XII-31

Pour un MOS à appauvrissement, les courbes ont sensiblement la même allure... mais pour des tensions de porte V_{gs} différentes (en principe, négatives).

Dans le type à enrichissement, le courant est nul pour zéro volt sur la porte ; l'application d'une polarisation convenable à cette porte fait croître le courant.

Dans le type à appauvrissement (on dit aussi parfois à déplétion), le courant circule pour zéro volt sur la porte ; son intensité est modifiée (disons réduite) par l'application d'une polarisation convenable sur cette porte.

Signalons aussi l'existence de quelques types d'IGFET-MOS à appauvrissement que l'on peut faire fonctionner également en enrichissement.

Pour comparaison, à gauche de la figure XII-31, nous représentons les mêmes types de courbes caractéristiques dans le cas d'un JFET, canal N.

La tension de porte pour laquelle commence à s'établir un courant entre source et drain s'appelle tension de seuil, analogue à la tension de pincement vue précédemment.

Concernant les paramètres, les remarques suivantes peuvent être faites :

La résistance d'entrée en courant continu est encore plus élevée que pour un JFET ; elle peut atteindre 10^{13} à $10^{15}\,\Omega$. Cette résistance correspond au courant de fuite entre porte et source à travers la couche de bioxyde de silicium Si 0^2 – tandis que pour le JFET, il s'agit de la résistance inverse d'une jonction. La résistance d'entrée d'un transistor MOS varie donc beaucoup moins avec la température que celle d'un JFET.

Les capacités parasites sont en général plus faibles que pour un JFET. La capacité de sortie (montage en source commune) est de 1 à 4 pF ; la capacité d'entrée est de l'ordre de 0,5 à 2 pF, tandis que la capacité de réaction interne est comprise entre 0,1 et 1 pF (selon les types).

Quant à la pente, elle est du même ordre de grandeur que celle d'un JFET.

C'est l'excellent isolement de la porte (pour les deux polarités) qui permet d'obtenir la plupart des avantages cités pour les IGFET ; mais il y a un revers à cette médaille. Le dispositif est particulièrement sensible aux charges statiques susceptibles de s'accumuler sur cette porte, charges qui risquent de percer le diélectrique dès qu'elles atteignent 80 V environ. Une solution intéressante a consisté à diffuser, lors de la fabrication, une diode zener shuntant l'entrée, et dont le coude de la caractéristique se situe vers 50 V. Certes, dans de telles fabrications, il en résulte une réduction de l'impédance d'entrée, mais celle-ci demeure néanmoins aux environs de $10^{11}\,\Omega$, ce qui est encore très beau.

Il faut donc prendre de grandes précautions lors des manipulations d'un transistor MOS pour éviter sa destruction (par exemple, court-circuiter toutes les électrodes lorsqu'il n'est pas employé pour éviter toute charge par influence).

Nous l'avons dit, dans le cas des IGFET, les effets de température sont minimes, et il est même un point où les effets sont nuls, ou plus exactement se compensent parfaitement. En effet, la densité des porteurs majoritaires (donc le courant) augmente avec la température ; mais dans le même temps, la mobilité des porteurs croît également, ce qui tend à faire diminuer le courant. En définitive, pour une certaine intensité, les deux phénomènes se compensent rigoureusement.

D'une façon générale, le transistor à effet de champ est nettement supérieur au transistor classique dans tous les cas où une impédance d'entrée très élevée est requise (moindre amortissement des circuits accordés associés, notamment).

Symboles schématiques

Au début de leur vulgarisation, et tant sur les revues techniques étrangères que françaises, les FET étaient symbolisés dans les schémas par des représentations les plus diverses, voire les plus bizarres. Maintenant, tout cela paraît s'être « à peu près » normalisé et ce sont les symboles représentés sur la figure XII-32 qui semblent être adoptés le plus couramment :

1 = JFET canal N ;
2 = JFET canal P ;
3 = IGFET (MOS) canal N ;
4 = IGFET (MOS) canal P ;

avec les connexions correspondantes suivantes :

D = drain ;
S = source ;
G = porte (gate ou grille) ;
SS = substrat (support).

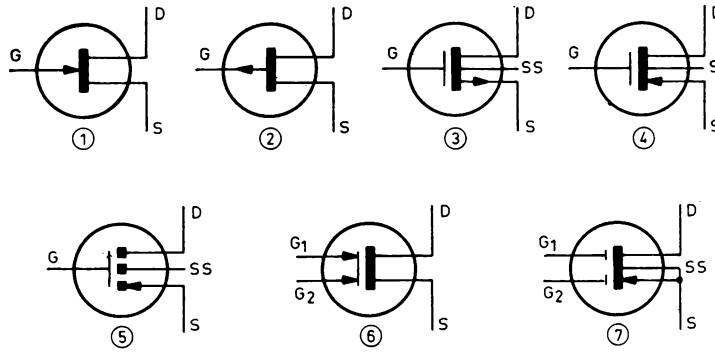


Fig. XII-32

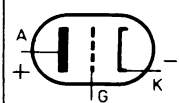
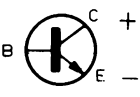
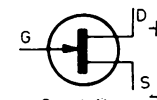
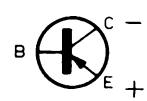
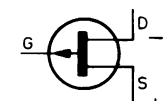
		Triode à vide	Transistor ordinaire	Transistor F.E.T.
Électrodes		Anode (A) Cathode (K) Grille (G)	Collecteur (C) Émetteur (E) Base (B)	Drain (D) Source (S) Porte (p) ou (G)
Symboles				
Alimentation et polarisation	Pour fonctionnement normal linéaire	Anode positive et grille négative par rapport à la cathode	Collecteur et base positifs par rapport à l'émetteur	Drain positif et porte négative par rapport à la source
	Pour fonctionnement au cut-off	Grille davantage négative par rapport à la cathode que pour le fonction. linéaire	Base négative par rapport à l'émetteur	Porte davantage négative par rapport à la source que pour le fonction. linéaire
Compléments	Symboles			
	Fonctionnements normal et au cut-off		Polarisations opposées à ce qui a été indiqué pour le NPN	Polarisations opposées à ce qui a été indiqué pour le canal N

Fig. XII-33

Nous avons dit qu'il s'agissait des symboles qui sont adoptés le plus fréquemment ; car, en fait, tout le monde n'est pas encore très bien d'accord, notamment en ce qui concerne les symboles des MOS (3 et 4). L'unanimité n'est hélas pas faite sur l'emplacement de la flèche (source ou substrat), sur le sens de cette flèche, et sur la flèche elle-même qui parfois devient un point... ! Souhaitons qu'une normalisation des dessins intervienne rapidement afin que chacun s'y retrouve plus aisément.

Les symboles 3 et 4 semblent être réservés aux MOS FET du type à appauvrissement. Pour les types à enrichissement, on a proposé également le symbole représenté en 5.

Enfin, les FET tétrodes à double porte (G_1 et G_2) sont représentés par les symboles 6 (JFET) et 7 (MOS FET).

Les « comparaisons » approximatives possibles entre la triode à vide, le transistor classique ordinaire (ou bipolaire) et le transistor FET, ainsi que les modes d'utilisation, sont rappelés et résumés par le tableau de la figure XII-33.

Montages fondamentaux

Comme les transistors bipolaires, les transistors à effet de champ peuvent s'utiliser suivant les trois montages classiques que nous avons déjà rencontrés. Ces dispositions sont illustrées par les schémas de principe de la figure XII-34, où nous avons :

A = montage en source commune ;

B = montage en drain commun, montage dit aussi en source suiveuse (ou follower).

C = montage en porte commune.

La configuration « source commune » procure un gain en puissance élevé et une impédance d'entrée (sensiblement égale à R_1 et R_2 supposées connectées en parallèle) déterminant un bon isolement entre entrée et sortie. Dans certains montages, seule la résistance R_2 est présente ; l'impédance d'entrée

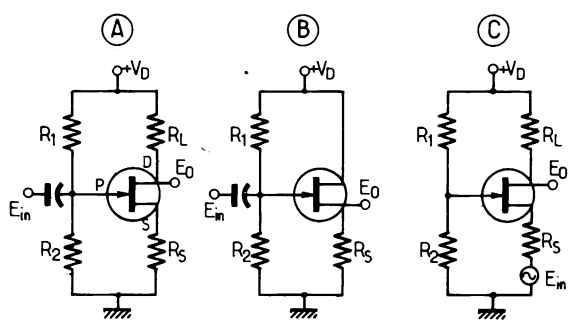


Fig. XII-34

est alors sensiblement égale à la valeur de cette résistance. Une inversion de phase intervient dans ce circuit. L'impédance de sortie est à peu près égale à R_L. On a les relations suivantes :

$$\text{Gain en tension } A_v \cong \frac{R_L}{\frac{1}{gm} + R_s}$$

$$\text{Impédance d'entrée } Z_{in} \cong R_1 \parallel R_2$$

$$\text{Impédance de sortie } Z_o \cong R_L$$

dans lesquelles gm est l'admittance de transfert exprimée en mhos, et $R_1 \parallel R_2$ représentant la résistance équivalente des résistances R_1 et R_2 supposées connectées en parallèle.

La configuration « drain commun » ou « source suiveuse » se caractérise également par une impédance d'entrée élevée (que l'on peut admettre égale, comme dans le cas précédent, soit à R_1 et R_2 supposées en parallèle, soit à R_2 seule, selon le montage). L'impédance d'entrée maximale propre est ici fonction du courant de fuite de la porte et peut atteindre des centaines de milliers d'ohms avec un étage autopolarisé. Le gain en tension est légèrement inférieur à l'unité (sans inversion de phase). L'impédance de sortie est faible (plus petite que R_s). On a les relations suivantes :

$$\text{Gain en tension } A_v \cong \frac{R_s}{\frac{1}{gm} + R_s}$$

$$\text{Impédance d'entrée } Z_{in} \cong R_1 \parallel R_2$$

$$\text{Impédance de sortie } Z_o \cong R_s \parallel \frac{1}{gm}$$

La configuration « porte commune » a une impédance d'entrée modérée, un gain en tension élevé (sans inversion de phase) et un gain en courant légèrement inférieur à l'unité. L'impédance de sortie est sensiblement égale à R_L.

Nous avons :

$$\text{Gain en tension } A_v \cong \frac{R_L}{\frac{1}{gm} + R_s}$$

$$\text{Impédance d'entrée } Z_{in} \cong R_s + \frac{1}{gm}$$

$$\text{Impédance de sortie } Z_o \cong R_L$$

§ 4. – Les thyristors

Le thyristor est une diode au silicium à quatre couches, et dans le domaine des semi-conducteurs, il est l'homologue du thyratron dans la famille des tubes électroniques.

Le thyristor est un redresseur au silicium dont la conduction dans le sens direct est commandée par une électrode supplémentaire appelée « gâchette » ; il comporte donc trois électrodes, trois connexions, extérieures : l'anode, la cathode et la gâchette (cette dernière étant l'équivalent de la grille d'un thyratron).

Le thyristor est composé de quatre couches de silicium, alternativement du type P et du type N (fig. XII-35). Deux contacts ohmiques sur les couches extérieures forment les connexions d'anode et de cathode. La gâchette (ou porte) est constituée par une connexion supplémentaire prise sur l'une des couches intermédiaires. Cette figure indique aussi la représentation schématique du thyristor, symbole qui montre bien que cet organe est, avant tout, un redresseur commandé.

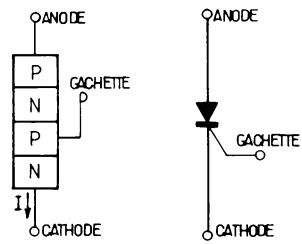


Fig. XII-35

Lorsque la tension anodique est négative, le redresseur commandé fonctionne exactement comme un redresseur normal polarisé en sens inverse. Si la tension de l'anode est positive, et s'il ne circule qu'un courant faible ou nul dans la gâchette, le thyristor reste encore en état bloqué. Mais, la tension d'anode étant toujours positive, si l'on applique à la gâchette une impulsion positive d'amplitude convenable, le thyristor devient conducteur ; il s'est amorcé.

Dès que l'amorçage s'est produit, le courant anodique n'est plus influencé par le courant de gâchette. Aussi, pour faire revenir le thyristor à l'état de non-conduction (état bloqué), il est nécessaire de réduire le courant anodique au-dessous d'une certaine valeur critique.

A l'état non-conducteur, et sans signal de commande appliqué sur sa gâchette, le thyristor peut tolérer sur l'anode une tension de crête de forte valeur, des deux polarités, sans risquer d'amorçage.

Le thyristor peut être utilisé soit comme redresseur simple, soit comme interrupteur puisqu'il peut passer de l'état bloqué à l'état conducteur et revenir à l'état bloqué sous certaines conditions, soit encore comme « amplificateur » puisqu'il peut commander de fortes puissances avec un signal de déclenchement d'une puissance minime (0,5 à 1 W).

Il convient de noter que l'amorçage d'un thyristor, par sa gâchette de commande, peut se faire en courant continu (tension positive), en impulsions (crêtes positives), ou en courant *alternatif*.

Du point de vue des caractéristiques essentielles d'un thyristor, il y a lieu de considérer :

- le courant direct moyen anode-cathode ;
- le courant de pointe accidentel anode-cathode ;
- la tension inverse normalement admise ;
- la tension inverse accidentelle maximale ;
- la tension directe de retournement (tension maximale qui peut être appliquée entre anode et cathode sans risque de déclenchement lorsque la gâchette n'est pas connectée extérieurement) ;
- la puissance totale dissipée maximale ;
- le courant, la tension, la puissance de commande de gâchette.

Autres composants de la même famille

Binistor

C'est un élément bistable de commutation qui est, en quelque sorte, un thyristor muni de deux gâchettes, l'une permettant la mise en conduction, et l'autre, le blocage (fig. XII-36 en A).

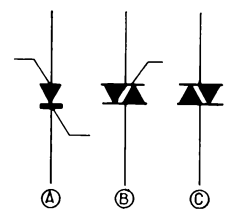


Fig. XII-36

Triac

Contrairement au thyristor qui ne peut conduire que dans un sens, le triac est un élément bidirectionnel. Il est constitué, si l'on peut dire, par deux thyristors disposés en tête-bêche, mais avec une seule gâchette, ce qui permet pour certains montages l'utilisation des deux alternances du courant alternatif (fig. XII-36 en B).

Diac

Il est parfois difficile de déclencher correctement un thyristor ou un triac ; par exemple, dans le cas des fréquences très basses, la tension de déclenchement est atteinte lentement. C'est pourquoi il est souvent recommandé d'intercaler une diac en série dans la connexion amenant le courant de gâchette, de façon à fournir des impulsions de commande convenablement

dimensionnées. Une diac est constituée par deux diodes connectées en tête-bêche ; ceci forme une diode à déclenchement bidirectionnel qui permet d'isoler la gâchette du circuit de commande, jusqu'à ce que la tension à ses bornes soit supérieure à la tension de déclenchement. Les diacs sont d'un emploi très répandu dans les montages utilisant des triacs (fig. XII-36 en C).

§ 5. – Les transistors unijonctions

Le transistor unijonction (UJT) est un semi-conducteur à trois électrodes dont les caractéristiques sont notablement différentes de celles des transistors classiques à deux jonctions. Ses particularités les plus importantes sont les suivantes :

1° Une tension V_p de déclenchement qui est stable, cette tension étant une fraction fixe de celle qui est appliquée entre les deux bases.

2° Une intensité I_p très faible de courant lors de la conduction.

3° Une caractéristique de résistance négative uniforme et stable avec la température.

Ces caractéristiques permettent l'emploi du transistor unijonction dans les circuits de temporisation, les circuits de commande par tension ou courant, les circuits à redresseurs contrôlés au silicium (thyristors), les circuits bistables, et surtout dans les montages oscillateurs auxquels il confère une grande stabilité de fréquence.

Le symbole du transistor unijonction est représenté sur la figure XII-37, et son circuit équivalent simplifié, sur la figure XII-38. Ce type de transistor comprend essentiellement une barre de silicium type N avec connexions aux deux extrémités et une simple zone P sur le côté (fig. XII-39).

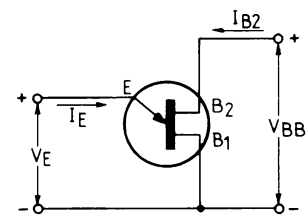


Fig. XII-37

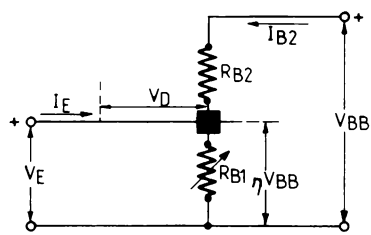


Fig. XII-38

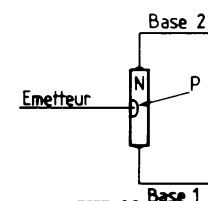


Fig. XII-39

R_{B1} et R_{B2} représentent la résistance interbase R_{BB}, c'est-à-dire résistance entre les bases qui est comprise entre 5 kΩ et 10 kΩ. C'est donc la résistance de la barre de silicium avec contacts ohmiques aux extrémités appelées base 1 (B1) et base 2 (B2). Le contact « redresseur » unique, appelé émetteur E, est disposé entre les deux bases.

Sur le circuit équivalent simplifié de la figure XII-38, on peut considérer la diode d'émetteur du transistor. En fonctionnement normal, la base n° 1 est à la masse et une tension de polarisation positive V_{BB} est appliquée à la base n° 2. En l'absence de courant d'émetteur, la barre de silicium se comporte comme un simple diviseur de tension, et une certaine fraction η de la tension V_{BB} apparaît sur l'émetteur.

Si la tension d'émetteur V_E est inférieure à ηV_{BB}, l'émetteur est polarisé en sens inverse et seul un courant de fuite d'émetteur très faible se produit. Si V_E devient plus important que ηV_{BB}, l'émetteur est polarisé dans le sens direct et un courant émetteur se produit. Ce courant comprend essentiellement des trous injectés dans la barre de silicium, qui se déplacent de l'émetteur à la base n° 1, d'où augmentation d'un nombre égal d'électrons dans la région émetteur base n° 1. Il en résulte une diminution de la résistance entre émetteur et base n° 1, telle que lorsque le courant d'émetteur croît, la tension émetteur diminue (caractéristique de résistance négative, figure XII-40).

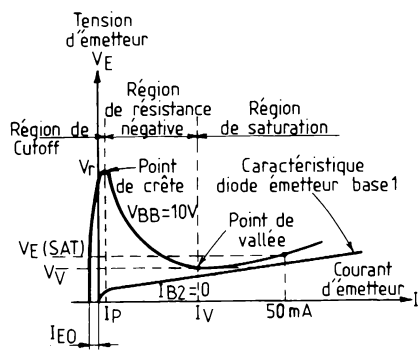


Fig. XII-40

Sur la courbe de cette figure, deux points sont à considérer : le point de crête et le point de vallée. La région à gauche du point de crête est appelée région de cut-off, qui correspond à la polarisation inverse d'émetteur et au faible courant. La région entre le point de crête et le point de vallée est appelée région de résistance négative.

Nous avons déjà rencontré ce phénomène, on s'en souvient, avec les diodes-tunnels.

La région à droite du point vallée est la région de saturation où la résistance dynamique est positive.

Le champ électrique qui existe entre les contacts des bases 2 et 1 est tel que la majorité des trous injectés à l'émetteur se dirigent vers le contact de

base 1. R_B2 est aussi modulé à un degré inférieur à R_B1 en raison de la direction du champ. Cette caractéristique est spécifiée en mesurant le courant de base 2 pour des valeurs déterminées de courant d'émetteur et de tension entre les bases. Ce paramètre est défini par le symbole I_{B2} (mod). La courbe caractéristique statique est celle de la figure XII-41. Il est important de remarquer que, dans de nombreuses applications, une valeur importante de puissance de crête est développée entre base 2 et émetteur, et il est nécessaire d'utiliser une résistance de limitation de courant en série avec la base n° 2.

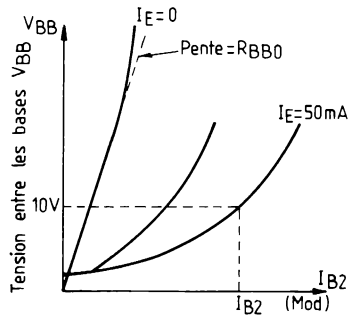


Fig. XII-41

Pour un type donné de transistor unijonction, la résistance R_{B1} varie avec le courant d'émetteur de la façon suivante : par exemple, pour I_E = 0 mA, R_{B1} = 4 600 Ω ; pour I_E = 1 mA, R_{B1} = 2 000 Ω ; pour I_E = 5 mA, R_{B1} = 240 Ω ; pour I_E = 10 mA, R_{B1} = 150 Ω ; et pour I_E = 50 mA, R_{B1} = 40 Ω.

Examinons les paramètres essentiels du transistor unijonction :

1° Résistance entre bases R_{BB} : c'est la résistance mesurée entre les bases 1 et 2 avec l'émetteur en circuit ouvert. Elle peut être mesurée avec un ohmmètre classique ou un pont si la tension appliquée est inférieure ou égale à 5 V. Cette résistance croît avec la température de 0,8 %/°C.

2° Rapport η : ce paramètre est défini par la tension du point de crête V_p, au moyen de la relation : $V_p = \eta V_{BB} + V_D$ (V_D étant la chute de tension aux extrémités de la diode d'émetteur, avec un courant direct égal au courant du point de crête). V_p = 0,4 ou 0,67 V selon le type de transistor unijonction (à barre ou à cube). La figure XII-42 montre un schéma permettant de mesu-

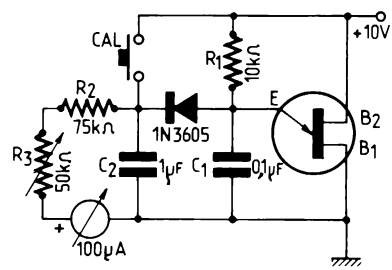


Fig. XII-42

rer η. R_1 C_1 et le transistor unijonction constituent un oscillateur de relaxation et le reste du circuit sert de détecteur de tension de crête avec la diode soustrayant automatiquement la tension V_D.

Pour utiliser ce circuit, le poussoir est actionné et R_3 réglé pour obtenir la déviation complète de l'appareil de mesure. Le bouton est alors relâché et la valeur de η est lue directement sur l'échelle.

3° Courant de point de crête (I_p) : c'est le courant émetteur au point de crête. Il représente le courant minimum nécessaire pour déclencher le transistor unijonction ou pour obtenir l'oscillation dans un circuit de relaxation. I_p est inversement proportionnel à la tension entre les bases. Le circuit de la figure XII-43 permet la mesure de I_p. Sur ce circuit, la résistance du potentiomètre est augmentée lentement jusqu'à ce que le transistor unijonction soit conducteur, comme indiqué par un brusque déplacement et une oscillation de l'aiguille de l'appareil de mesure. La lecture du courant juste avant cette oscillation correspond au courant de crête.

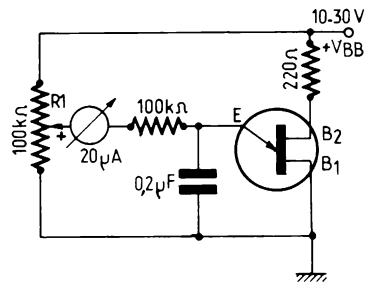


Fig. XII-43

4° Tension d'émetteur au point de crête : cette tension dépend de la tension entre bases comme indiqué en 2°. V_p diminue lorsque la température augmente en raison de la variation de V_D, et peut être stabilisé par une faible résistance en série avec la base n° 2.

5° Tension de saturation d'émetteur (V_E sat.) : ce paramètre indique la chute dans le sens direct entre émetteur et base 1 dans la région saturée. Il est mesuré pour un courant d'émetteur de 50 mA et pour une tension entre bases de 10 V.

6° Courant modulé entre bases (I_{B2} mod) : ce paramètre indique le gain de courant effectif entre émetteur et base 2.

7° Courant inverse d'émetteur (I_{E0}) : le courant inverse d'émetteur est mesuré avec une tension appliquée entre base 2 et émetteur, le circuit de base 1 étant ouvert. Ce courant varie avec la température comme le I_{C0} d'un transistor classique.

8° Tension de vallée (V_V) : c'est la tension d'émetteur au point de vallée. La tension de vallée croît lorsque la tension entre bases augmente ; elle diminue avec la base 2 et augmente avec la résistance en série avec la base 1.

9° Courant de vallée (I_V) : c'est le courant d'émetteur au point de vallée. Ce courant augmente lorsque la tension entre bases croît et diminue avec la résistance en série avec la base 1 ou la base 2.

§ 6. – Les circuits intégrés et la microélectronique

Les circuits intégrés sont des montages monolithiques de microélectronique caractérisés par les points suivants :

1° Ils sont de dimensions extrêmement petites et constituent des éléments essentiels dans la technique de la microminiaturisation des appareils électroniques.

2° En général, pour un même type de circuit intégré, ils peuvent être utilisés dans de nombreuses variantes d'une application déterminée, et même très souvent dans des applications différentes.

3° Les circuits intégrés utilisent évidemment des semi-conducteurs (transistors, diodes, etc.) de très faibles dimensions, et surtout fabriqués en même temps que les autres composants (résistances et condensateurs) du schéma.

4° La plupart des circuits intégrés doivent être complétés par des éléments extérieurs, ceux-mêmes qui ne peuvent pas être disposés dans ces circuits pour diverses raisons : trop grand volume ou impossibilité de les fabriquer dans le cadre de cette technique.

5° Afin de permettre aux utilisateurs de réaliser un grand nombre de montages différents, on trouvera souvent, dans un circuit intégré, des éléments servant dans certaines applications et n'étant pas utilisés dans d'autres.

6° Bien que certains circuits intégrés soient très complexes, leur prix de revient est bas. En général, un circuit intégré coûte moins cher que l'ensemble monté (et même non monté) de composants analogues en construction normale classique.

7° Les avantages que l'on retire de l'emploi des circuits intégrés sont nombreux et incontestables : économie, fiabilité, régularité des caractéristiques des échantillons d'une même série, simplification de la construction des appareils, réduction du poids et de l'encombrement.

8° Les circuits intégrés ne se réparent pas ; considérés comme une unité indivisible, on les remplace en cas de détérioration partielle ou totale et on réalise ainsi tout de suite une économie de temps et d'argent.

●

Pour mieux fixer les idées de nos lecteurs, nous allons donner l'exemple d'un circuit intégré simple susceptible d'être utilisé en amplificateur BF. La figure XII-44 représente la photographie du cristal de cet amplificateur intégré monolithique avec ses composants internes, à savoir : 5 transistors, 4 diodes et 5 résistances (document R.T.C.).

Le schéma équivalent est d'ailleurs montré sur la figure XII-45. Les points de 2 à 5 et de 7 à 10 sont les contacts pris sur le cristal et reliés intérieurement aux sorties correspondantes. Mais n'oublions pas :

1° que le cliché de la figure XII-44 est grossi cent fois ;

2° que l'ensemble n'est pas plus gros qu'un transistor ordinaire puisque présenté dans un boîtier cylindrique de 5,3 mm de haut et de 5 mm de diamètre ;

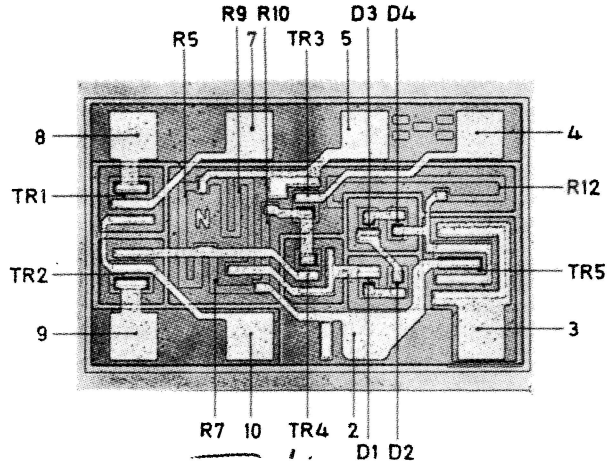


Fig. XII-44

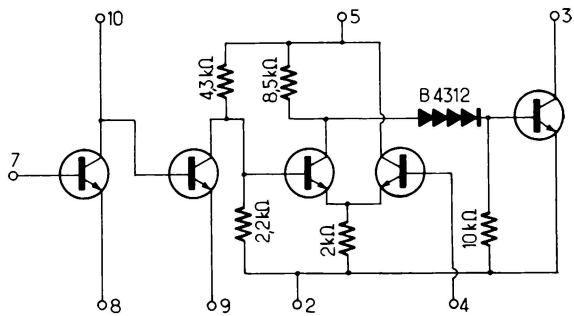
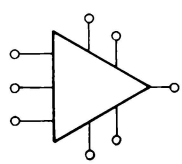


Fig. XII-45



3° qu'il s'agit là d'un circuit intégré extrêmement simple à côté de ceux d'une extrême complexité que l'on sait désormais fabriquer. A ce point de vue, disons par exemple que l'on réalise maintenant des « pastilles » d'une surface de l'ordre de 2 mm^2 contenant plus de mille composants.

Actuellement, on fabrique des microprocesseurs comportant quelque 50 000 transistors sur la même pastille de silicium !

Au bas de la figure XII-45, nous voyons la représentation schématique de tout circuit intégré, le nombre de sorties étant évidemment variable avec le type.

Les domaines d'application sont innombrables : récepteurs de radio et de télévision, informatique (ordinateurs), radars, fusées, satellites, caméras de télévision, aéronautique (à bord et au sol), talkies-walkies, radiotéléphone, télécommunications, électronique médicale, électronique automobile, électronique industrielle, etc., bref, tout ce qui touche de près ou de loin à l'électronique en général.

●

En 1960, lors de la fabrication des semi-conducteurs au silicium, le procédé « planar » était inventé. Dès le début, on réalisa que ce procédé non seulement apportait une plus grande fiabilité, mais également ouvrait la porte à une nouvelle possibilité de technologie : le circuit intégré. Pour la première fois, il était enfin possible de fabriquer une fonction complète, comprenant notamment des transistors, des diodes et des résistances, le tout sur une pastille de silicium d'un millimètre carré environ.

La miniaturisation est naturellement l'un des premiers avantages apportés par le circuit intégré. Certains circuits demandant autrefois plusieurs dizaines de composants, fils de connexions et cartes imprimées, peuvent être encapsulés dans des boîtiers comme ceux des transistors ordinaires, ou guère plus gros. Actuellement, on est encore limité dans la subminiaturisation par les autres composants qui n'ont pas suivi une telle évolution.

Les premiers bénéficiaires des circuits intégrés ont été les équipements aéronautiques et spaciaux, rapidement suivis par les calculateurs et les systèmes pour le traitement de l'information.

Le second avantage des circuits intégrés est la fiabilité, résultat du procédé « planar » associé à la réduction du nombre de défaillances causées par les composants normaux et les connexions non intégrés dans un bloc compact.

Un circuit intégré constitue donc un composant qui se connecte aux autres circuits dits extérieurs, donc généralement par soudure. Un circuit intégré peut faire partie d'une platine imprimée ou à câblage conventionnel (à fils).

Pour les techniciens chargés du montage, de la mise au point ou du dépannage, le circuit intégré est traité comme un élément indivisible. On notera un fait important : les capacités et les résistances fabriquées dans le circuit intégré sont de faibles valeurs ; on ne peut pas dépasser quelques dizaines de picofarads et quelques milliers d'ohms. Pour les résistances, cela n'est pas très gênant, car les transistors, et surtout ceux des circuits intégrés, fonctionnent avec des résistances relativement faibles. Pour les capacités, s'il faut des valeurs élevées, le circuit intégré présente des sorties pour la connexion d'éléments extérieurs. Dans certains cas, il en est également ainsi pour le haut-parleur ou les bobinages destinés à diverses fréquences de fonctionnement.

Cependant, si condenser à ce point les composants majeurs des appareillages électroniques offre d'immenses avantages, cette technique rend bien difficile la connexion des divers micromodules entre eux ; et il est encore bien plus difficile de « tester » les caractéristiques exactes, le degré de fiabilité en service continu des diverses structures électroniques puisqu'elles y sont interconnectées. Il n'est pas rare qu'il faille vérifier un circuit intégré en plus de 40 points ; cela se fait au microscope électronique et à l'aide de sondes automatiques, tandis qu'un ordinateur calcule les paramètres de travail du circuit en épreuve. Celui-ci ne cède automatiquement la place au suivant que si tout est normal. Pour ce qui est des connexions entre micromodules, on est parvenu à mettre au point des machines qui les exécutent à la chaîne avec des fils d'or plus fins que des cheveux.

Pour terminer, nous devons citer la microélectronique hybride, c'est-à-dire celle associant la technique des circuits intégrés et la technique des circuits imprimés avec composants extérieurs (discrets). Diverses technologies sont possibles et sont exploitées ; toutefois, leurs exposés sortent du cadre de cet ouvrage. Nous nous bornerons à donner un exemple illustré avec la figure XII-46 (document R.T.C.) ; il s'agit de l'agrandissement d'un circuit hybride complexe sur couches minces utilisant des semi-conducteurs à « beam-lead » (voir la figure XII-8 et le texte s'y rapportant) et la technique des substrats auxiliaires (eux-mêmes à montage du type « beam-lead »), ce qui permet la réalisation de circuits vraiment très complexes.

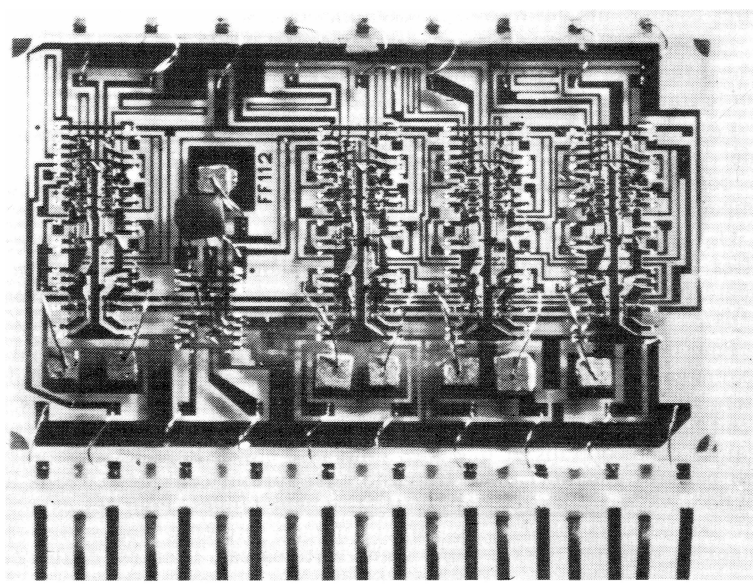


Fig. XII-46

La couche conductrice assurant la liaison entre le nickel et la « poutre » est alors en aluminium évaporé sous vide. Une photogravure sélective permet d'obtenir le dessin des circuits à partir de masques photographiques normaux.

Des laques de protection permettent d'éviter dans certains cas l'encapsulation étanche, les dispositifs actifs étant déjà passivés.

Naturellement, une haute densité de circuits intégrés par plaque-support permet la réalisation de fonctions complexes, mais oblige l'industriel à utiliser des circuits imprimés double face ou multicouches à trous métallisés. Or, le développement d'un système amène souvent à modifier le schéma original ; de telles modifications sont difficiles ou impossibles à exécuter dans l'état actuel de la technique.

Une autre méthode, préconisée également par la R.T.C., consiste à souder des circuits intégrés et des composants discrets sur le circuit imprimé support ; chaque pastille correspondant à une broche des circuits intégrés est reliée à une pastille sur laquelle est soudé le picot. Pour un type de circuit intégré défini, les alimentations sont réalisées en circuit imprimé ; les picots permettent alors de réaliser, à l'aide de connexions enroulées (wire-wrap), toutes les interconnexions possibles à raison de deux enroulements par picot. En effet, le schéma de câblage aura été établi en deux couches, une troisième couche pouvant servir aux réparations ou modifications. Cette méthode admet une densité de 19 circuits intégrés (type à 14 sorties) au décimètre carré. Néanmoins, pour les fabrications en grande série, la solution idéale reste le circuit multicouche.

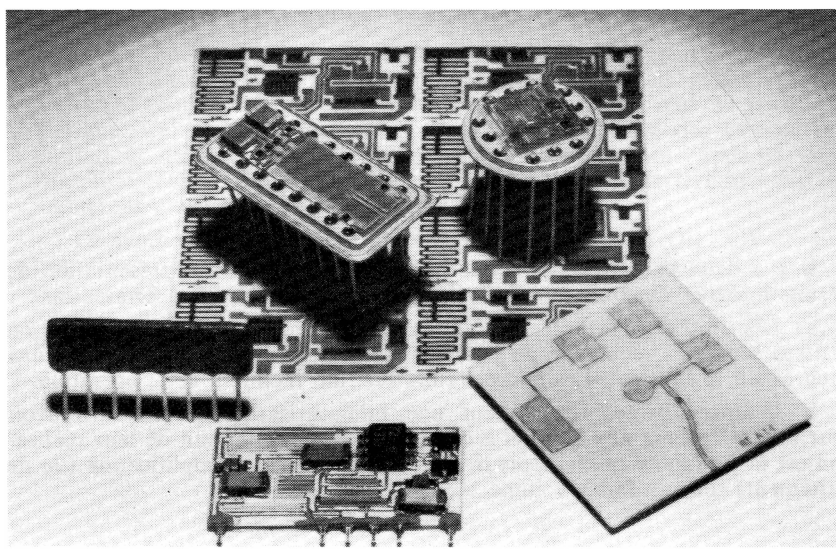


Fig. XII-47

Des exemples de réalisations exploitant cette technique sont représentés sur la figure XII-47 (document R.T.C.).

Le montage de circuits intégrés sur un support souple, de dimensions inférieures à celles d'un très petit boîtier en plastique facilitant l'insertion automatique, revient au premier plan de la microélectronique. Depuis quelques années, différents constructeurs ont développé cette technologie et ont fait part de leurs travaux (sous la dénomination T.A.B. – Tape Automatic Bonding ou transport automatique sur bande).

Les microcircuits sur film « Capton » (réalisés par Siemens) sont livrés sous forme d'un ruban de polyamide de la dimension des films super 8. Chaque « image » du film (si l'on peut s'exprimer ainsi) consiste en une pastille semi-conductrice (le circuit intégré) maintenue par ses bandes de connexions en cuivre au centre d'une fenêtre.

Les dessins étant plus éloquents, nous avons comparé, sur la figure XII-48, un amplificateur opérationnel type TBA 221G (modèle identique au classique 741) en boîtier plastique miniature au type TBA221 K correspondant réalisé en microcircuit sur film Capton (représentation à l'échelle 3,5/1).

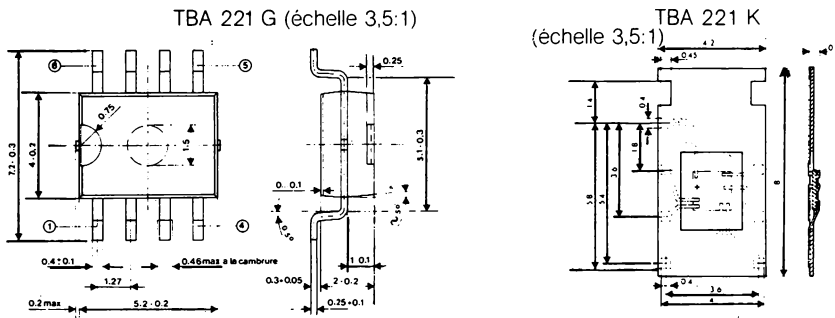


Fig. XII-48

Il y a deux champs d'applications principaux pour cette présentation de circuits intégrés, deux champs qui d'ailleurs se recoupent dans certains cas :

a) Les unités importantes de fabrication de circuits à couches minces ou épaisses sont à la recherche de procédés d'insertion automatique des circuits intégrés sur le substrat. Les microcircuits sur film facilitent cette opération.

b) D'autres firmes recherchent une miniaturisation accrue sans avoir pour autant recours aux circuits à couches. Le point commun de leur réalisation est la juxtaposition de capteur et de l'électronique d'amplification (ou de traitement) sous un faible volume.

Etude des circuits intégrés linéaires dits « amplificateurs opérationnels »

Après cette vue d'ensemble sur les circuits intégrés (en général), nous allons étudier en détails, et plus particulièrement, les circuits intégrés linéaires dits « amplificateurs opérationnels ».

(Bibliographie : extrait du fascicule n° 28 « Microélectronique », édité par la R.T.C.).

Le terme « amplificateur opérationnel » est défini, au sens large, et se distingue assez nettement du terme « amplificateur différentiel » (ou de différences) en courant continu, avec lequel il est bien souvent confondu, dans la pratique courante.

Les propriétés d'un amplificateur opérationnel idéalisé, comportant une entrée de type différentiel, vont d'abord être rappelées. Cela nous servira de base pour étudier les dispositions des réseaux d'entrée et de réaction, ainsi que les fonctions caractéristiques de transfert qui leur sont associées.

Les amplificateurs les plus couramment utilisés aujourd'hui pour réaliser les fonctions opérationnelles sont les amplificateurs de différences continues (souvent appelés simplement « différentiel »), à faible impédance de sortie s'ils sont munis d'une boucle de rétroaction, à grand gain pour l'extrémité à fréquence basse du spectre et donnant une atténuation de réponse uniforme (couramment 6 dB par octave) à l'extrémité de bande à fréquence élevée.

La plupart des amplificateurs opérationnels destinés aux usages généraux possèdent en commun certaines qualités caractéristiques que l'on peut faire ressortir, laissant ainsi de côté les différences individuelles accessoires des montages. Pour définir ce qu'elles impliquent pour les conditions d'entrée et de sortie, ainsi que les relations qui existent entre elles, nous allons nous référer, d'abord, à un amplificateur opérationnel idéal, plus ou moins hypothétique. Cela nous permettra de tenir compte ensuite des erreurs et des limitations qui résultent des différences inévitables entre l'appareil idéal et l'amplificateur pratique. Les symboles, les notations et la terminologie seront maintenus tout au long de l'exposé.

Le symbole habituel d'un amplificateur opérationnel (fig. XII-49) est un triangle qui pointe dans la direction de transmission du signal. La plupart de ces dispositifs sont dotés aujourd'hui de bornes d'entrée symétriques auxquelles sont appliqués des potentiels e_1 et e_2. Selon l'application en vue, ces deux potentiels peuvent être variables et traduire aussi les variations des conditions

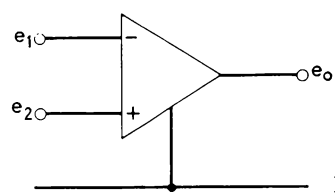


Fig. XII-49

d'entrée et de sortie. L'un des potentiels peut être maintenu fixe, l'autre variable. La différence entre e_1 et e_2, et non la valeur absolue de l'un et de l'autre, compose le signal d'entrée. Dans une gamme déterminée par les limites positive et négative de saturation de l'amplificateur, le signal de sortie e_o dépend des potentiels d'entrée, selon l'expression :

$$e_o = f\ (e_1 - e_2)$$

où f est la fonction de transfert de l'amplificateur.

Sur la représentation schématique de la figure XII-49, nous remarquerons qu'une entrée est marquée (+) tandis que l'autre est marquée (–). Ces signes n'indiquent absolument pas les polarités des courants à appliquer (signaux ou alimentation !). Le signe (–) correspond à l'entrée dite inverseuse, ce qui signifie que les signaux de sortie en e_o seront en opposition de phase à ceux appliqués à cette entrée ; en d'autres termes, toute variation de tension appliquée à cette entrée correspondra à une variation de sens inverse de la tension de sortie.

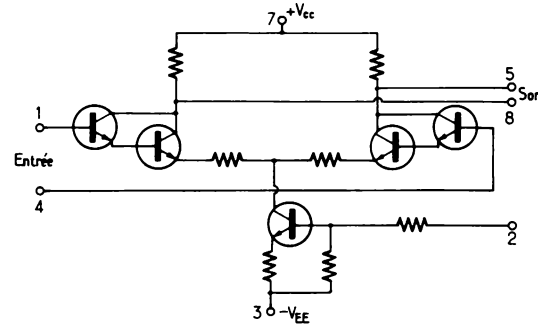
En conséquence, le signe (+) correspond à l'entrée dite non-inverseuse, ce qui veut dire que les signaux de sortie en e_o seront en phase avec ceux appliqués à cette entrée ou, en d'autres termes, que toute variation de tension appliquée à cette entrée se traduira par une variation de même sens de la tension de sortie.

Notons que l'amplificateur opérationnel symbolisé comporte une sortie unique e_o. Mais ce n'est pas une règle absolue et certains amplificateurs opérationnels présentent parfois une sortie en push-pull. Dans ce cas, la sortie qui fournit une variation positive lorsque le signal d'entrée est positif pourra être marquée (+), l'autre sortie étant évidemment marquée (–). De telles sorties symétriques délivrent alors des tensions d'égale amplitude, mais déphasées de 180° l'une par rapport à l'autre.

Un amplificateur idéal à entrée équilibrée possède la propriété importante de ne pas répondre aux tensions de mode commun (TMC) appliquées aux bornes d'entrée. Cela veut dire que si e_1 et e_2 sont exactement égaux entre eux et de même polarité, e_o est nulle. Un corollaire de cette propriété est que deux potentiels d'entrée qui diffèrent par une certaine grandeur donnée vont fournir une même tension de sortie, sans tenir compte des valeurs absolues. Par exemple, si e_1 = 1 001 mV et e_2 = 999 mV (donnant une TMC de 1 000 mV et un signal d'entrée de 2 mV), un même signal de sortie e_0 est founi que si l'on avait e_1 = 2 mV et e_2 = 0.

La figure XII-50 représente la structure interne d'un amplificateur différentiel simple, il est composé de deux paires de transistors en connexion Darlington reliées à une source de courant constant.

Sur la figure XII-51, nous voyons la structure interne d'un amplificateur différentiel opérationnel plus élaboré. Un tel circuit présente un grand gain, une impédance d'entrée élevée, de faibles dérives en courant et en tension, une impédance de sortie faible ; ce circuit possède une sortie normale et une sortie différentielle, ce qui peut accroître ses possibilités d'utilisation.



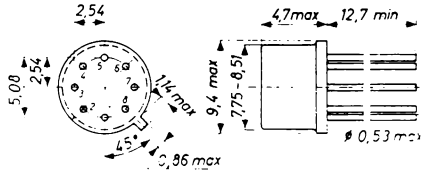
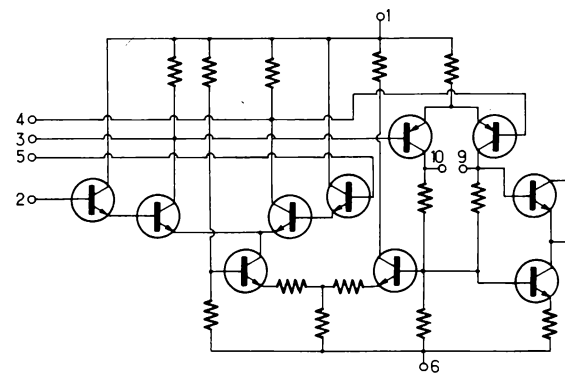


Fig. XII-50



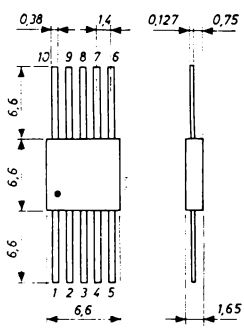


Fig. XII-51

Montage Darlington

Sans entrer dans les détails, ouvrons ici une parenthèse sur le montage Darlington cité précédemment et dont nous représentons plusieurs variantes de connexion sur la figure XII-52. Il suffit de connecter en série les circuits d'entrée de deux transistors de moyenne « amplification en intensité », de relier entre elles les deux « sorties », et l'on obtient un « transistor composite » qui présente une valeur de α de l'ordre de 0,9988, c'est-à-dire que β est de l'ordre de 800 à 850. En sélectionnant les transistors du groupement, on peut atteindre des β de l'ordre de 2000 à 3000 ! Certes, il y a un revers à la médaille : l'emballement thermique plus aisé, par exemple... Davantage de détails seront donnés au chapitre XIII, § 12, n° 6.

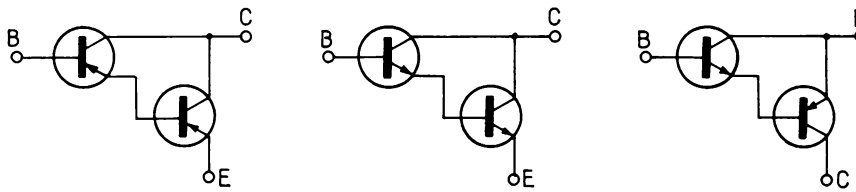


Fig. XII-52

Refermons cette parenthèse et revenons à nos amplificateurs opérationnels.

Paramètres de fonctionnement

Nous considérons que l'amplificateur même, en dehors des réseaux d'entrée et de réaction associés, a les propriétés caractéristiques suivantes :

Gain infini :

Du point de vue quantitatif, nous sommes obligés de supposer un gain infini, si nous voulons obtenir une fonction de transfert qui puisse être déterminée complètement par les impédances des réseaux d'entrée et de réaction.

Impédance d'entrée infinie :

La source de signal reste donc non influencée par l'amplificateur et il ne circule aucun courant de signal à partir des bornes d'entrée.

Impédance de sortie nulle :

L'amplificateur n'est pas influencé par la charge et il est capable de fournir tout courant exigible. De plus, il peut fonctionner comme source à impédance nulle, pour effectuer l'attaque d'un étage suivant d'amplification.

Temps de réponse nul :

La réponse à la fréquence est parfaitement plate et la largeur de bande est infinie.

Ecart de zéro :

Lorsque le signal d'entrée $e_1 - e_2$ est nul, le signal de sortie est aussi nul.

Performance évaluée

Ce qu'impliquent ces propriétés par rapport aux performances peut être expliqué assez commodément en prenant comme référence un montage généralisé, tel que celui de la figure XII-53. Il comprend les réseaux d'entrée et de réaction. Dans la disposition indiquée, les potentiels d'entrée v_1 et v_2 sont appliqués à travers les réseaux à deux bornes, ayant les propriétés de transfert Z_1 (p) et Z_2 (p). La sortie fait retour de réaction à travers un réseau doué de la propriété de transfert Z_R (p) ; e_2 est maintenu à un potentiel de

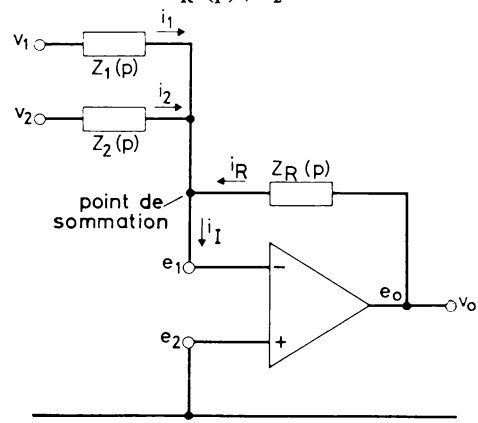


Fig. XII-53

référence stable (la terre). A la liaison des trois réseaux, liaison appelée couramment « point de sommation », la tension de réaction provenant de la sortie d'un amplificateur idéal produit un « point virtuel nul » (potentiel zéro par rapport à la terre). Les réseaux d'entrée sont donc effectivement isolés l'un de l'autre et par rapport à la sortie, bien qu'ils soient interconnectés. Comme i_{en} est nécessairement nul, $i_1 + i_2 + i_R = 0$ et nous pouvons écrire :

$$\frac{v_1 - e_1}{Z_1\,(p)} + \frac{v_1 - e_2}{Z_2\,(p)} = \frac{e_1 - e_0}{Z_R\,(p)} \qquad (1)$$

De plus, puisque le gain et la largeur de bande sont infinis, nous pouvons considérer e_1 comme nul et cela réduit l'expression à :

$$\frac{v_1}{Z_1\,(p)} + \frac{v_2}{Z_2\,(p)} = \frac{v_0}{Z_R\,(p)} \qquad (2)$$

ou encore :

$$v_0 = \left(\frac{Z_R\,(p)}{Z_1\,(p)} \times v_1\right) + \left(\frac{Z_R\,(p)}{Z_2\,(p)} \times v_2\right) \qquad (2a)$$

Trois équations supplémentaires démontrent alors que le courant dans chaque réseau est contraint de « suivre » la tension appliquée à ce réseau :

$$i_1 = \frac{v_1}{Z_1\,(p)} \; ; \quad i_2 = \frac{v_2}{Z_2\,(p)} \; ; \quad i_R = \frac{v_0}{Z_R\,(p)} \qquad (3)$$

Toutes ces relations supposent, évidemment, que l'amplificateur est parfaitement stable sur toute la gamme de l'admission du signal et que l'on a réalisé des conditions de réaction satisfaisantes.

Les performances normalement obtenues de ces amplificateurs continus modernes à semi-conducteurs sont telles, toutefois, qu'ils peuvent être adoptés, presque universellement, pour les rôles opérationnels.

Dans ces rôles, une des plus importantes considérations est la dérive et, dans ce sens, les amplificateurs de différence offrent les avantages les plus significatifs. Ils tendent par nature à l'auto-compensation, en raison de leur structure symétrique équilibrée. La dérive typique est alors de plusieurs ordres de grandeur plus faible que celle qui serait réalisable avec d'autres types d'amplificateurs, sauf si ces autres appareils comportent une stabilisation externe.

Inverseur avec gain égal à 1

Un inverseur de tension est constitué (si l'on utilise des impédances identiques) habituellement par de simples résistances pures, pour les circuits d'entrée et de réaction, comme le montre la figure XII-54. L'équation caractéristique est obtenue en substituant R à Z_1 (p) et Z_2 (p) dans l'équation (2 a), ce qui nous donne :

$$v_o = - v_1 \, R/R = - v_1$$

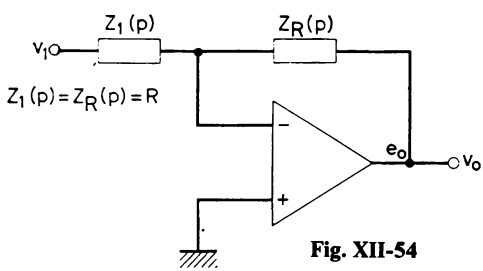


Fig. XII-54

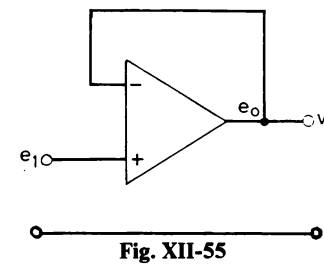


Fig. XII-55

L'inverseur est utile lorsque nous voulons changer la polarité d'un signal ou lorsque le niveau d'impédance où il se produit doit être abaissé. Dans le montage indiqué, l'impédance de sortie est nulle ; nous pouvons donner à l'impédance d'entrée Z_{en} la valeur quelconque que nous désirons, au moyen de choix des résistances d'entrée et de réaction de la valeur correspondante, soit :

$$Z_{en} = v_1/i_1 = R$$

Suiveur

Le montage suiveur de la figure XII-55 donne un gain égal à 1, la sortie étant appliquée en réaction sur l'entrée, sans aucune atténuation. En vertu de la relation représentée entre les connexions d'entrée et de réaction, le montage est non-inverseur :

$$e_o = e_1$$

Le suiveur s'applique le plus couramment pour isoler ou attaquer d'autres montages et pour détecter des signaux de faible énergie.

Intégrateur

L'intégration précise a un rôle d'importance fondamentale dans la résolution des équations différentielles et la simulation correcte des systèmes dynamiques. La figure XII-56 montre un montage intégrateur simple. Il peut être utilisé dans une boucle de réaction stable. Le courant à travers la borne d'entrée de l'amplificateur étant nécessairement nul, tout le courant circulant dans la résistance d'entrée doit aussi traverser le condensateur de réaction.

La constante de temps caractéristique de l'intégrateur est $\tau = RC$.

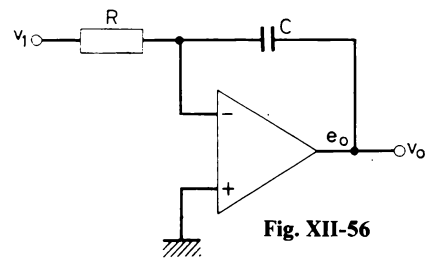


Fig. XII-56

Caractéristiques des amplificateurs opérationnels pratiques

La pratique courante confirme une préférence très nette pour les amplificateurs de différence continus, à grand gain pour les applications opérationnelles. Les réseaux d'entrée et de réaction restent essentiellement semblables à ceux qui ont été décrits, mais des limitations d'ordre pratique vont nécessairement intervenir et provoquer certains écarts avec la performance « idéale ». Parfois ces écarts restent négligeables, parfois il faut en tenir compte... En toute circonstance, les causes et les effets de tels écarts doivent être soigneusement élucidés et connus. Nous allons étudier les aspects les plus courants de ces problèmes.

Ecart à zéro

Un élément électrique : une tension ou un courant qui apparaît aux bornes d'entrée et qui reste indépendant d'un signal quelconque est appelé un écart à zéro. On rencontre un tel écart de tension faible, extrêmement constant, mais dépendant de la température, dans tous les amplificateurs à semiconducteurs ; il reste couramment inférieur au millivolt, même sur de longues périodes, en présence de variations modérées de la température. De même, il existe aussi un faible écart de courant, à chaque borne, dépassant très rarement une fraction de μA et plus souvent limité à un dixième de picoampère, donc si faible qu'il peut être négligé. Il n'existe aucune relation apparente ou nécessaire entre l'écart à zéro de tension et l'écart à zéro de courant.

Bruit et dérive

Nous pouvons inclure dans le bruit toutes les tensions de sortie parasites ou de caractère indésirable (autres que celles dues à l'écart de zéro ou à la dérive), se produisant au hasard ou selon un certain ordre et qui n'ont aucune corrélation avec le signal d'entrée.

La dérive est une variation graduelle de l'écart à zéro de tension ou de courant. Elle produit une erreur qui correspond à une variation du zéro au point de sommation.

La figure XII-57 représente la tension d'écart en fonction du temps et montre les dérives à long terme et à court terme en présence d'une température constante.

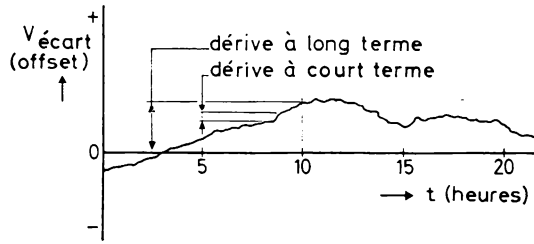


Fig. XII-57

Il n'existe pas de corrélation nécessaire entre la dérive de tension et la dérive de courant, même pas de relation avec la polarité. Dans certains cas, il peut être possible d'établir une relation entre une certaine composante de chacune des deux dérives et l'impédance d'entrée ; mais il apparaît, souvent, qu'en fait on ne peut en tirer un résultat significatif.

La dérive de tension et la dérive de courant dépendent, de façon typique, de la température ; mais même à température maintenue constante, il existe des dérives à court terme et à long terme qui dépendent seulement du temps. Ces dérives peuvent être considérées comme des composantes à ultra basse fréquence du spectre de bruit.

Erreur due à la valeur finie du gain

Les équations caractérisant les performances ont été basées sur l'hypothèse d'un gain infini et d'un zéro parfait au point de sommation. Elles peuvent perdre de leur validité lorsqu'on veut les appliquer à un amplificateur réel, dont le gain peut être fort élevé, mais jamais infini. Il n'existe pas de règle générale pour décrire l'erreur due à ce gain fini. Pour chaque combinaison d'amplificateur et des réseaux d'entrée et de sortie, il faut donc étudier séparément l'effet réellement obtenu dans chaque cas.

Limitations de la réponse fréquentielle

En raison du gain à boucle ouverte très élevé, des précautions doivent être prises en vue de restreindre la réponse fréquentielle de l'amplificateur. Sans cela, la variation d'amplification et le déphasage des signaux aux fréquences

élevées provoqueraient une instabilité, lors de l'application de la réaction externe. Pour éviter cette difficulté, des réseaux passifs sont introduits. Ils servent à limiter étroitement l'extrémité à fréquences élevées de la bande passante. Ce procédé assure la stabilité du fonctionnement à boucle fermée, pour toutes les combinaisons de la charge, de l'impédance de réaction, de la capacité d'entrée et des capacités parasites.

La contrainte ainsi introduite est telle qu'au-dessous de la fréquence qui correspondrait sans elle au point à – 3 dB sur la courbe d'atténuation (point où le déphasage atteint 45°), le gain se trouve, en fait, limité à 1.

Pour assurer, par ailleurs, qu'aucune des fréquences pour lesquelles le gain est supérieur à 1 ne puisse subir un déphasage supérieur à 90°, on contraint aussi la courbe à descendre, vers ce point, à un taux, pratiquement invariable, de 6 dB par octave.

Donc, le gain A_o commence à diminuer à partir d'une fréquence très basse.

La figure XII-58 indique les caractéristiques approximatives, obtenues couramment, pour le gain à boucle ouverte et la variation de phase. A l'extrémité à fréquence zéro (continu) du spectre, le déphasage φ est pratiquement nul, mais il augmente ensuite jusqu'à un retard de 90°, pour rester ensuite constant.

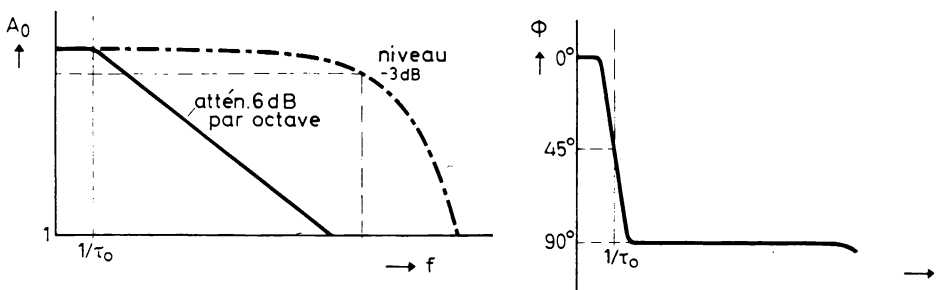


Fig. XII-58

Nous voyons la réponse d'un amplificateur pour utilisation opérationnelle (a de fréquence) (b de phase correspondante) (courbes en trait plein). La courbe en trait mixte représente la réponse de fréquence naturelle de l'amplificateur (non corrigé).

Erreurs de tension de mode commun

Si des signaux identiques sont appliqués aux deux bornes d'entrée d'un amplificateur de différences idéal, le signal de sortie est nul. Il n'en est pas ainsi, toutefois, si les gains obtenus des deux côtés ne sont pas égaux en grandeur et opposés en phase. Le signal de sortie qui se produit dans un tel cas est appelé erreur de mode commun. Cette erreur se définit en fonction du

rapport de réjection du mode commun [en abrégé RRMC (1)], qui est le rapport entre la tension de mode commun aux bornes d'entrée et la tension de sortie rapportée aux bornes d'entrée.

La figure XII-59 représente un amplificateur à entrée équilibrée dont les bornes d'entrée sont mises en court-circuit pour illustrer la tension de mode commun e_{cm} et le rapport de réjection de mode commun.

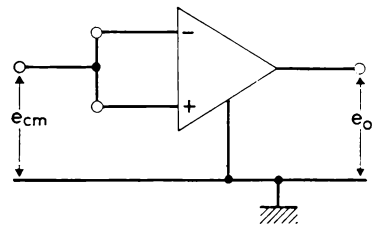


Fig. XII-59

L'erreur de mode commun d'un amplificateur donné ne reste pas nécessairement constante. Elle peut varier soit avec la fréquence, soit avec l'amplitude de la tension de mode commun appliquée aux bornes d'entrée.

Nous avons des impédances de grandeur finie entre les bornes d'entrée et la masse. Des impédances disposées en série avec les entrées, et qui différeraient, donneraient aussi naissance à une erreur de mode commun.

Effets de non-linéarités

Les caractéristiques d'entrée, de gain et de sortie présentent toutes une certaine non-linéarité. Pour la plupart des applications dans lesquelles l'amplificateur va fonctionner entre ses limites spécifiées, ces effets restent heureusement non significatifs, et même habituellement négligeables.

Nous devons apporter une attention toute spéciale, parmi les limites spécifiées, à la saturation de l'entrée ou de la sortie : l'amplificateur deviendrait alors incapable d'admettre ou de fournir un signal supérieur ou égal à une certaine valeur crête-à-crête. En raison de la gamme relativement étroite à l'intérieur de laquelle l'amplificateur fonctionne de façon linéaire, la saturation de sortie est le défaut le plus important et détermine habituellement la limitation d'entrée. Une autre cause possible d'effets non linéaires qu'il convient de considérer est la saturation de courant de sortie. Elle peut se produire à une valeur égale ou inférieure à une certaine valeur-limite de l'impédance de charge d'utilisation, avant même que l'amplificateur ait atteint sa saturation normale.

Le comportement non linéaire intervenant dans une partie quelconque du montage amplificateur peut se combiner avec la caractéristique d'atténuation propre. Cela provoque une différence très significative entre les réponses transitoires obtenues aux faibles signaux et aux signaux forts. Une mesure utile

(1) En littérature anglaise : CMRR factor.

de cet effet est habituellement représentée sous la forme du taux maximal de décroissance (taux maximal de réduction de la tension de sortie entre la pleine tension de sortie positive et la pleine tension de sortie négative) ; il est maximal au milieu de l'excursion et minimal (zéro) aux limites à déviation totale (voir fig. XII-60).

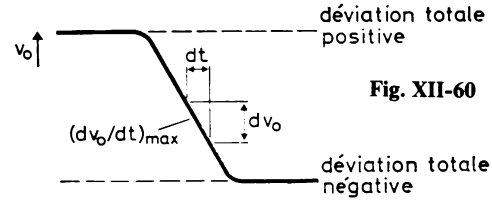


Fig. XII-60

Une autre mesure de cet effet, souvent spécifiée, est la fréquence de pleine puissance f_{opt} (fréquence maximale à laquelle la pleine puissance de sortie spécifiée reste disponible, sans distorsion).

●

Pour conclure et pour résumer, la figure XII-61 reproduit les schémas de principe des modes d'utilisation les plus courants des amplificateurs opérationnels :

- Amplificateur inverseur (en A) ;
- Amplificateur non-inverseur (en B) ;
- Transformateur d'impédances de gain unité (en C) ;

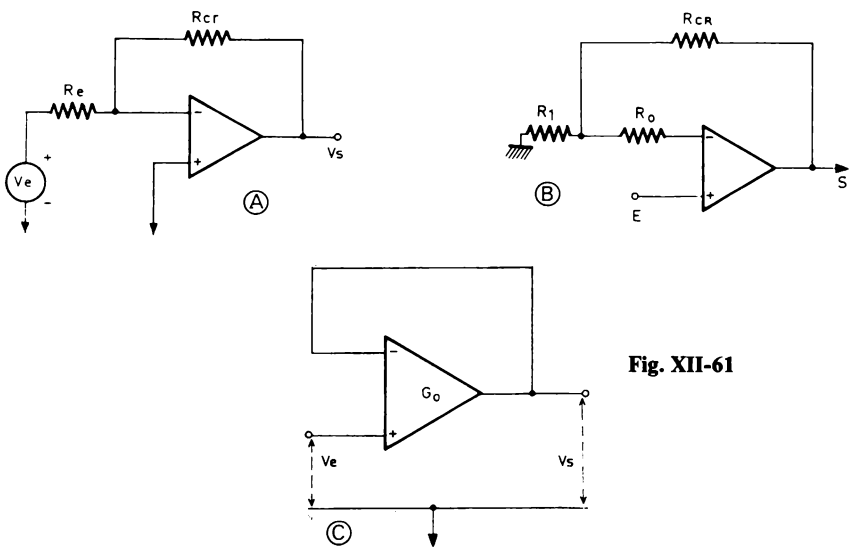
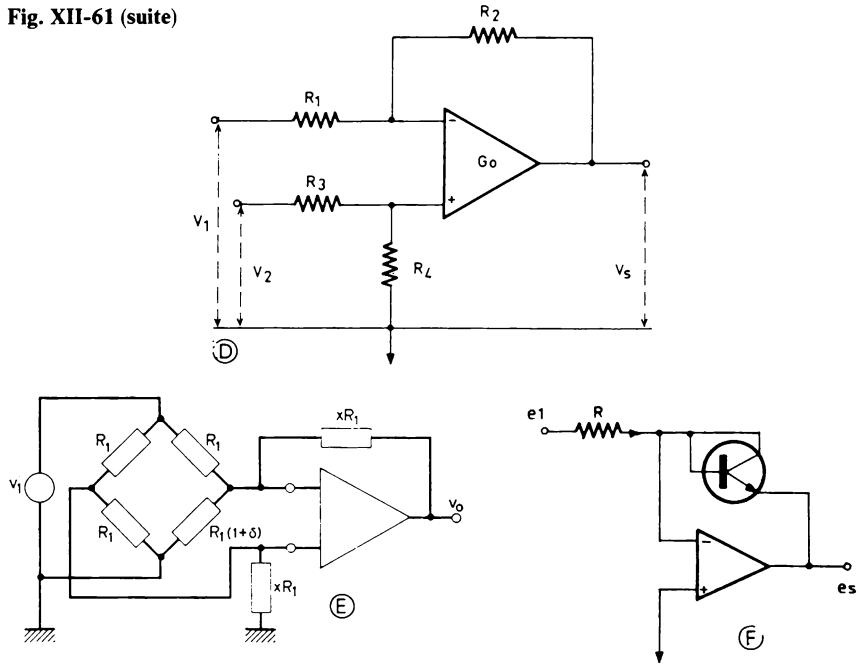


Fig. XII-61

Fig. XII-61 (suite)



– Amplificateur de différence $V_1 - V_2$ (en D) avec une application comme amplificateur de pont (en E) ;

– Amplificateur à réponse logarithmique (en F). Certaines jonctions, en particulier la jonction « base-émetteur » d'un transistor ayant un β élevé, présentent une caractéristique logarithmique « courant-tension ». On voit que la résistance de contre-réaction a simplement été remplacée par la jonction « base-émetteur » d'un transistor. Si l'on inverse les emplacements respectifs du transistor et de la résistance R, on obtient un circuit à réponse antilog (ou exponentielle).

D'ores et déjà, précisons bien que, outre les types de circuits intégrés que nous venons de voir et qui sont d'un usage général (si l'on peut dire), il existe également des circuits intégrés linéaires spécialisés pour diverses fonctions telles que :

Préamplification et amplification BF ; amplification MF et détection ; décodage des signaux multiplex FM ; étage vidéofréquence et tri des signaux en télévision, etc.

Une approche élémentaire des circuits intégrés *logiques* fera l'objet du chapitre XIX.

CHAPITRE XIII

LA FONCTION AMPLIFICATRICE

Nous allons tout d'abord jeter un regard d'ensemble sur la fonction amplificatrice et les amplificateurs (BF et HF). Ensuite, nous reviendrons plus en détails sur certains points particuliers.

§ 1. – Etude générale

Nous allons nous appuyer sur le fonctionnement d'un tube mais en gardant la généralité de nos propos.

Grâce au montage expérimental vu précédemment (fig. X-3), nous avons pu nous rendre compte de ce qui se passe dans le circuit anodique d'un tube électronique lorsque la tension appliquée à la grille varie. Graphiquement, le résultat est représenté sur la figure X-7, par exemple ; nous le répétons, une variation de la tension appliquée à la grille se traduit par une variation de l'intensité du circuit de plaque. Toutefois, en pratique, c'est une variation de tension que l'on cherche à obtenir dans le circuit anodique.

Pour atteindre ce résultat, il existe un procédé très simple : il suffit d'intercaler une résistance dans le circuit anodique. Il est alors évident que des variations d'intensité du circuit anodique se traduiront par des variations de tension aux bornes de la résistance intercalée (R_a sur la fig. X-3).

Toujours dans le cas d'un tube, sur la figure XIII-1 nous avons d'abord tracé la caractéristique statique I_a/V_g pour une tension anodique de 250 V. Puis nous avons tracé la caractéristique dynamique pour une résistance de plaque R_a de 40 000 Ω et pour une tension d'alimentation V_s de 250 V ; nous ne disons plus « tension anodique » puisque celle-ci dépend de I_a et R_a.

La tension continue négative de grille, dont dépend le fonctionnement du tube, s'appelle la polarisation ; sur la figure XIII-1, nous voyons que cette tension V_g est de – 1,5 V et qu'elle provoque une intensité anodique I_a de 1,5 mA (d'après la caractéristique dynamique I_a/V_g pour R_a = 40 000 Ω).

Sur la grille, appliquons la tension alternative à amplifier, tension U_g de 0,5 V de crête dans notre exemple. La tension instantanée de grille va donc varier autour de la tension de base de – 1,5 V en passant périodiquement de – 1 à – 2 V. Cette variation de tension de grille va se traduire par une varia-

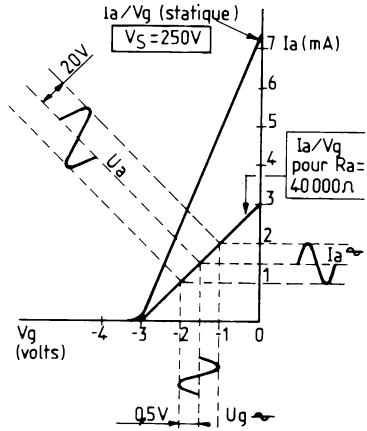


Fig. XIII-1

tion de courant anodique « I_a alternative » de 1 à 2 mA, soit 0,5 mA au-dessus et 0,5 mA au-dessous de l'intensité de base de 1,5 mA.

Aux bornes de la résistance R_a de charge anodique de 40 000 Ω, cette variation d'intensité anodique se traduit par une variation de tension U_a alternative de 20 V de crête (40 000 Ω × 0,0005 A). Nous voyons donc bien l'amplification de tension réalisée : 20 V disponibles sur le circuit anodique pour 0,5 V à la grille ; soit amplification réelle de 40 fois.

Par le simple examen de la figure XIII-1, nous voyons que la pente dynamique de la caractéristique d'un tube est toujours inférieure à sa pente statique. On démontre d'ailleurs que la pente dynamique est égale à :

$$S_d = \frac{S\,\rho}{\rho + R_a}$$

formule dans laquelle nous avons :

S_d = pente dynamique ;
S = pente statique ;
ρ = résistance interne ;
R_a = résistance anodique.

Quant au coefficient d'amplification dynamique k_d ou gain réel G du tube, nous pouvons aussi le calculer par la relation suivante :

$$G = k_d = \frac{k\,R_a}{\rho + R_a}$$

formule dans laquelle nous avons :

k = coefficient d'amplification statique ;
ρ = résistance interne ;
R_a = résistance anodique.

§ 2. – Les classes d'amplification

De toutes parts actuellement on a adopté la classification américaine due aux ingénieurs de la G.E.C. et de la Westinghouse, à savoir : classe A, classe B, et classe C.

Cette classification générale dépend des amplitudes de la tension d'attaque et des polarisations de l'électrode de commande.

Il existe néanmoins des classes d'amplification intermédiaires, appelées classes AB1, AB2. Nous allons étudier rapidement chacune d'elles.

1° Classe A (fig. XIII-2)

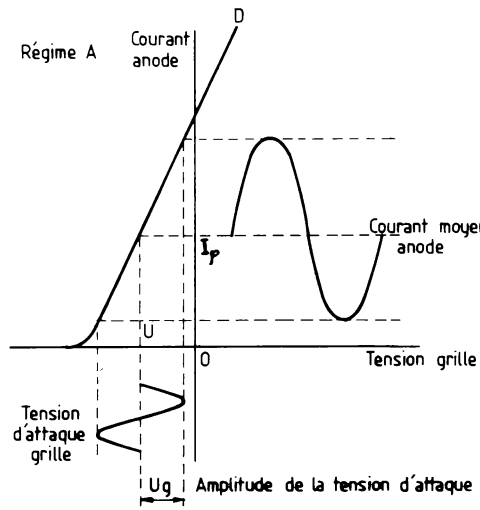


Fig. XIII-2

Les amplificateurs de cette classe sont les plus couramment employés en réception (haute et basse fréquence).

Correctement réglés, les montages amplificateurs classe A donnent, sans aucun artifice, une reproduction fidèle avec un minimum de distorsion.

La forme des signaux dans le circuit plaque est la même que celle des signaux appliqués sur la grille de commande. Cela se réalise en polarisant le tube de façon que le courant d'anode ne soit jamais coupé, et en appliquant sur la grille des signaux d'une amplitude assez réduite, afin que le point de travail reste sur la partie rectiligne de la caractéristique dynamique. La grille ne doit jamais devenir positive ; de ce fait, l'amplitude des signaux d'attaque ne doit pas dépasser la valeur U de la polarisation de base de la grille :

$$V_g \leqslant - U$$

Pour contrôler si un tube fonctionne correctement en régime A, il suffit d'insérer, pendant son fonctionnement, un milliampèremètre en série dans son

circuit anodique ; ce dernier doit indiquer le courant moyen plaque du tube (courant prévu par le constructeur). Mais, d'autre part, l'aiguille du milliampèremètre doit être absolument fixe ; son indication ne doit ni augmenter, ni diminuer pendant la modulation. Sinon, agir sur la polarisation.

2° Classe B (fig. XIII-3)

Dans ce régime, une seule alternance du signal d'attaque (supposé sinusoïdal) contribue à la formation du courant alternatif d'anode qui, de ce fait, est constitué par des demi-sinusoïdes, comme le montre la figure XIII-3.

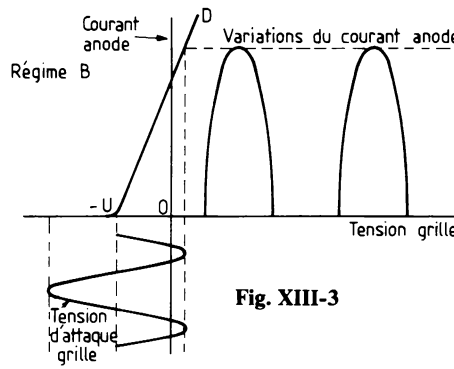


Fig. XIII-3

La puissance obtenue dans l'anode est proportionnelle au carré de la tension appliquée sur la grille de commande. Le régime B s'obtient en faisant la polarisation négative de grille U égale à la polarisation de blocage pour la tension d'alimentation continue d'anode considérée ; en d'autres termes, le courant plaque doit être nul (ou voisin de zéro) en l'absence de tension alternative d'attaque sur la grille de commande. En cours de fonctionnement, cette grille peut devenir positive (d'où naissance du courant grille).

Ce type d'amplificateur consomme, par conséquent, une énergie anodique minime au repos et importante durant le signal.

En BF, une lampe seule travaillant en classe B amène des déformations importantes, du fait de l'allure des variations du courant plaque. On compense cela par l'utilisation du push-pull ; les lampes travaillant en opposition reconstituent une sinusoïde complète dans leur circuit de sortie. Le push-pull classe B avec courant grille permet d'obtenir une puissance modulée parfois dix fois supérieure à celle qu'on obtient avec une lampe utilisée en classe A. Un tel push-pull doit être obligatoirement précédé d'un étage driver, car il exige tout de même une certaine puissance d'attaque sur les grilles de commande.

3° Classe C (fig. XIII-4)

Les amplificateurs se rangeant dans cette classe sont uniquement utilisés à l'émission. Dans les émetteurs modernes, la modulation est très souvent,

pour ne pas dire toujours, appliquée à un amplificateur haute fréquence classe C (amplification de puissance d'oscillations HF d'amplitudes de grande valeur).

Dans ce régime, l'importance de la consommation anodique est seule visée ; entre certaines limites, cette consommation est proportionnelle au carré de la tension d'anode. Une partie seulement de l'alternance du signal d'attaque, partie la moins négative, contribue à donner naissance au courant plaque.

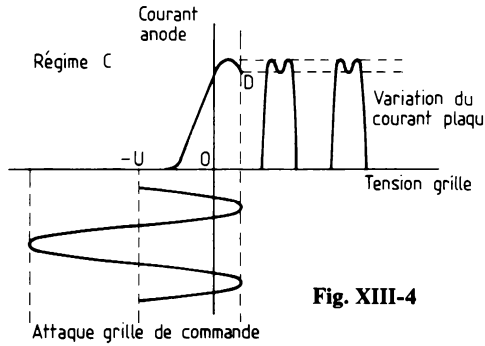


Fig. XIII-4

La polarisation de base - U d'un tel amplificateur a une valeur au moins égale au double de la polarisation qui annule le courant plaque en l'absence de tension d'attaque grille (autrement dit, au moins le double de la polarisation nécessaire pour la classe B). La grille de commande peut devenir très positive, et le point figuratif atteint alors les parties coudées de la caractéristique.

D'une manière générale, un amplificateur classe C attaque un circuit antirésonant dont l'inertie (effet de volant) est mise à contribution pour rétablir la symétrie de l'oscillation amplifiée.

A l'émission, l'amplificateur classe C est toujours utilisé à l'étage HF modulé, car il offre une résistance de charge pure au modulateur. Le creux au sommet des alternances du courant anodique (fig. XIII-4) est dû à la chute de la caractéristique I_pV_g du tube, chute provoquée par l'absorption par la grille, aux instants de son potentiel le plus positif, d'un certain nombre d'électrons qui ne peuvent plus atteindre l'anode. Mais on peut limiter l'amplitude de l'attaque de grille afin de ne pas atteindre cette région (ou augmenter la polarisation).

4° Classes intermédiaires

Notons les classes AB (AB1 et AB2), appelées quelquefois aussi A'1 et A'2, dans lesquelles le courant plaque s'établit environ pendant les trois quarts de la période. La valeur de la polarisation de base est un peu plus forte en valeur absolue que la polarisation en classe A. En résumé : classes intermédiaires entre le régime A et le régime B.

De même, la classe BC est intermédiaire entre les régimes B et C. Les résultats respectent aussi cette moyenne. Le courant d'anode apparaît pendant moins d'une alternance du signal d'attaque, mais cependant durant une partie plus importante qu'en classe C. Ces derniers amplificateurs, comme ceux de la classe C, ne sont utilisés que dans les montages émetteurs.

●

Naturellement, les classes de fonctionnement s'appliquent aussi, et de la même façon, aux transistors. C'est ainsi que la figure XIII-5 représente les conditions de fonctionnement d'un transistor selon les classes A, AB, B et C. Un tel tracé se rapporte à un transistor NPN, la tension de polarisation de base V_B étant mesurée par rapport à l'émetteur.

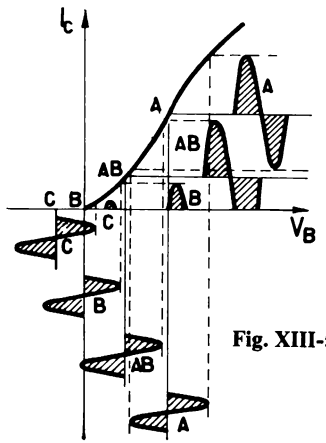


Fig. XIII-5

§ 3. – Méthode de calcul des amplificateurs BF à transistors

La méthode de calcul que nous allons exposer est extraite de la revue « 73 ». Bien que simples, ces calculs sont cependant précis et peuvent être utilisés pour la détermination des circuits à basse fréquence (1).

La condition première pour réaliser une étude et la bien conduire est de disposer des courbes caractéristiques du ou des transistors à employer. Si certains lexiques de transistors donnent quelques renseignements, ce sont néanmoins uniquement les courbes publiées par le fabricant qui doivent servir de base pour déterminer les conditions de fonctionnement.

Nous savons que le courant circulant entre émetteur et collecteur dépend du courant de la base, et que le fonctionnement des transistors PNP ou NPN est identique (seules les polarités des tensions d'alimentation sont inversées).

(1) On dit aussi audio-fréquence (AF).

Dans le cas d'un transistor PNP (fig. XIII-6), la base est négative par rapport à l'émetteur, et le collecteur est plus négatif que la base, toujours par rapport à l'émetteur.

La polarisation des transistors s'effectue selon les règles suivantes, qu'il importe de garder constamment à l'esprit.

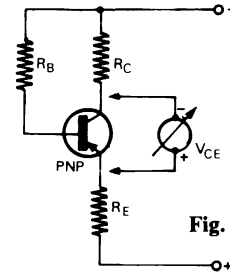


Fig. XIII-6

Le fait de rapprocher le potentiel de la base de celui de la ligne négative (en diminuant la valeur de R_B) entraîne une augmentation du courant de base, et par conséquent une augmentation du courant de collecteur.

Le cas d'un transistor NPN implique, on le sait, l'inversion des polarités.

Examinons maintenant la figure XIII-7. Il s'agit d'un transistor NPN monté en amplificateur et de la représentation de sa droite de charge statique : variation du courant collecteur I_c en fonction de la tension collecteur-émetteur V_{CE} pour différentes valeurs du courant de la base. Notons que ces courbes peuvent tout aussi bien décrire le fonctionnement d'un transistor PNP que celui d'un transistor NPN.

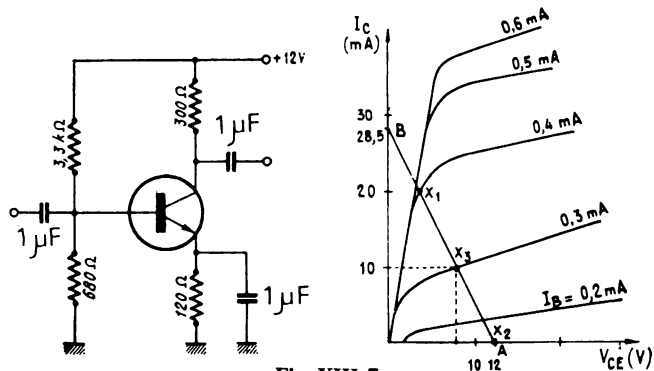


Fig. XIII-7

Une tension constante entre collecteur et émetteur (V_{CE}) est choisie en traçant une ligne verticale, et à l'intersection de cette verticale avec la courbe correspondant à un courant de base donné, on peut tracer une ligne horizontale qui donnera la valeur du courant correspondant.

Le point X3 est le point de fonctionnement pour lequel, la tension collecteur-émetteur étant de 7 V et le courant base de 0,3 mA, il circule dans le collecteur un courant de 10 mA. Si l'on augmente le courant de base jusqu'à 0,4 mA, le point de fonctionnement se déplace en X1, et le courant de collecteur passe à 20 mA.

Plusieurs limites strictes sont imposées aux transistors comme aux tubes, la puissance et la fréquence d'utilisation, par exemple. En principe, dans les manuels, on trouvera les valeurs maximales des différents paramètres pour un fonctionnement en toute sécurité.

En ce qui concerne la puissance, il sera bon d'utiliser un transistor pouvant supporter dix fois la puissance de sortie requise, ce qui peut paraître exagéré, mais on remarquera que la puissance admissible décroît assez rapidement avec la température.

La fréquence de coupure (ou fréquence de transition) d'un transistor est généralement appelée fc (ou ft) ; il s'agit de la fréquence pour laquelle le gain du transistor est diminué de 3 dB, et on utilisera si possible des transistors dont la fréquence de coupure est nettement supérieure à celle du montage prévu.

Nous étudierons dans la suite le cas de montages avec des transistors NPN, et il nous faudra tenir compte de la tension disponible pour alimenter le montage lors du choix du transistor. En effet, une valeur importante est celle de la tension de claquage entre émetteur et collecteur BV_{CEO}.

Si l'amplificateur comporte un circuit résonnant dans le collecteur, il conviendra de choisir un transistor dont la valeur BV_{CEO} sera quatre fois celle de la tension d'alimentation, et si l'étage est modulé, la valeur de BV_{CEO} devra être plus de quatre fois supérieure à celle de la tension d'alimentation. Ces marges de sécurité peuvent paraître excessives, mais elles sont une condition de fonctionnement sans surprise des circuits étudiés.

Supposons dans la suite de cette étude que nous disposions d'un transistor NPN ayant les caractéristiques suivantes :

BV_{CEO} = 50 V,

I_c max = 1 A,

Fréquence de coupure = 100 MHz,

Puissance admissible à 25 °C = 0,5 W.

Le point de repos affecte le gain de l'étage et permet de déterminer la puissance absorbée sans signal à l'entrée. Il est d'usage de rechercher le maximum de gain, mais dans les appareils portatifs, le gain doit parfois être sacrifié afin de conserver une consommation faible.

Le choix du point de repos peut s'effectuer à partir de la courbe donnant les variations du gain en courant h_{FE} en fonction du courant collecteur I_C (fig. XIII-8).

La procédure que nous allons suivre est la suivante :

1° Prendre le sommet de la courbe, correspondant à la valeur maximum de h_{FE} et noter le courant collecteur correspondant.

2° Si ce courant semble excessif, il suffit de le déplacer vers la gauche jusqu'à ce qu'un compromis entre le gain et le courant collecteur soit trouvé.

3° Il faut essayer de travailler dans une partie aussi plate que possible de la courbe afin qu'un changement de courant collecteur autour du point de repos n'affecte pas trop le gain de l'étage.

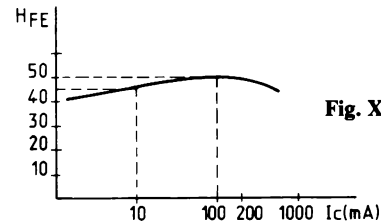


Fig. XIII-8

Reprenons ces différents points sur la figure XIII-8, et nous voyons que le maximum de gain (50) correspond à un courant collecteur de 100 mA ; or, si nous choisissons I_C = 10 mA, le gain est encore de 45. En conséquence ce deuxième point sera préféré au premier, la courbe étant de plus pratiquement horizontale dans cette région. Le point de repos est donc fixé à I_C = 10 mA et h_{FE} = 45.

Ce point étant déterminé, les conditions de fonctionnement peuvent être établies rapidement en examinant les courbes de variations du courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur (V_{CE}) figure XIII-9.

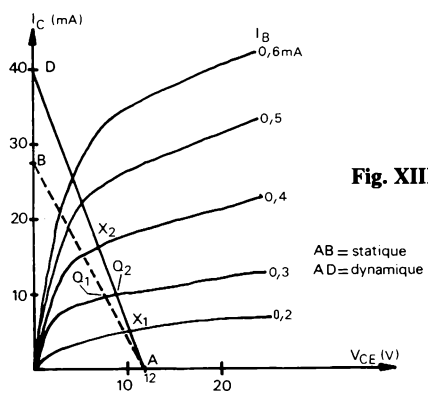


Fig. XIII-9

Auparavant, il convient toutefois de considérer le circuit à utiliser et nous prendrons pour exemple celui, très classique, de la figure XIII-10 dans ses versions a et b, la deuxième étant préférée à la première en raison de sa meilleure stabilité en température.

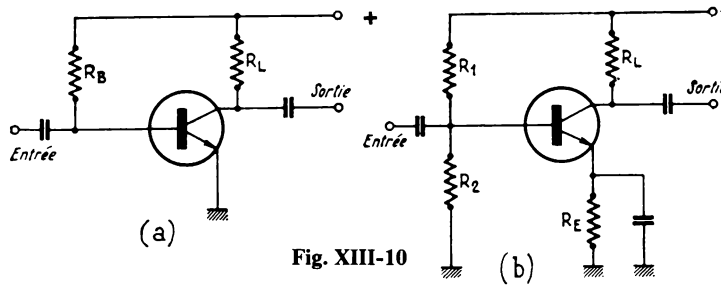


Fig. XIII-10

Afin de faciliter le problème sans introduire une erreur conséquente, nous considérons que le courant émetteur et le courant collecteur sont égaux.

La tension d'alimentation est choisie en fonction de la valeur de la résistance de charge désirée ; il faut, en effet, que le produit $I_C \times R_L$ soit plus faible que la tension d'alimentation au point de repos ; on s'arrangera en fait pour que le rapport entre les deux soit de l'ordre de 4.

Tout en conservant sous les yeux les courbes de la figure XIII-9, il nous faut maintenant considérer la figure XIII-11 qui indique les différents courants et tensions existant dans notre montage. Une valeur est fixée d'avance, c'est celle de la tension base-émetteur qui, pour un transistor au silicium, est généralement prise égale à 0,7 V. Nous savons par ailleurs que la tension d'alimentation est égale à la tension aux bornes de la résistance d'émetteur ($I_C \times R_E$) plus la tension aux bornes de la résistance de charge ($I_C \times R_L$) plus la tension collecteur-émetteur (V_{CE}).

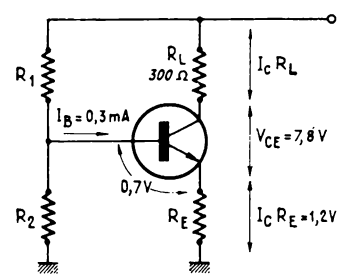


Fig. XIII-11

Si nous désirons utiliser une source d'alimentation de 12 V et une charge de 300 Ω, quelle valeur de V_{CE} devons-nous choisir pour fixer le point de repos ?

En règle générale, nous nous fixerons pour la tension aux bornes de la résistance d'émetteur 1/10 de la tension d'alimentation, c'est-à-dire 1,2 V dans le cas présent. La chute de tension d'alimentation aux bornes de la résistance de charge avec un courant collecteur de 10 mA est de 3 V (10 mA × 300 Ω), ce qui nous permet de trouver la valeur de V_{CE} :

$$V_{CE} = 12 - (3 + 1,2) = 7,8 \text{ V}$$

Le point de repos de notre transistor se trouve donc à l'intersection Q_1 des valeurs 10 mA pour I_C, et 7,8 V pour V_{CE}, ce qui correspond, comme l'indique la courbe, à un courant base de 0,3 mA.

Le point de repos étant déterminé, il est maintenant simple de trouver les valeurs de R_E, R_1 et R_2. En ce qui concerne R_L, nous nous sommes donnés 300 Ω ; mais si cette valeur ne peut être spécifiée, il convient de prendre la valeur la plus importante que permettront le transistor et la tension d'alimentation.

Pour ce qui est de R_E, nous avons dit précédemment que la tension à ses bornes serait le dixième de la tension d'alimentation, c'est-à-dire 1,2 V ; pour un courant de 10 mA, nous obtenons :

$$R_E = \frac{1,2}{0,01} = 120 \ \Omega$$

Pour calculer R_1 et R_2, il suffit de se conformer aux règles suivantes :

1° Afin d'éviter des variations dans le temps, le courant dans la branche R_1 et R_2 devra être au moins dix fois supérieur au courant de base, c'est-à-dire dans notre cas :

$$0,3 \times 10 = 3 \text{ mA (ou } 0,003 \text{ A)}$$

Nous en déduisons :

$$R_1 + R_2 = \frac{12}{0,003} = 4\,000 \ \Omega$$

2° Le potentiel de la base par rapport au « moins » de la tension d'alimentation est sensiblement égal à la somme de la tension aux bornes de R_E et de la tension entre base et émetteur dont nous avons dit qu'elle était égale à 0,7 V.

Ceci nous donne : $V_B = 1,2 + 0,7 = 1,9$ V.

3° V_B apparaissant aux bornes de R_2, nous en déduisons la valeur de cette résistance par la loi d'Ohm :

$$R_2 = \frac{1,9}{0,003} = 634 \ \Omega$$

Sachant que $R_1 + R_2 = 4\,000$ Ω, nous en déduisons R_1 :

$$R_1 = 4000 - 634 = 3\,366 \ \Omega.$$

Evidemment, ces valeurs ne sont pas courantes, et il convient de prendre des valeurs normalisées les plus proches, c'est-à-dire :

$R_1 = 3,3$ kΩ.

$R_2 = 680$ Ω.

Les condensateurs utilisés à l'entrée, à la sortie et pour le découplage, doivent avoir une faible réactance en basse fréquence ; des valeurs comprises entre 1 μF et quelques microfarads conviendront parfaitement.

Examinons maintenant, toujours à l'aide des courbes $I_C = f(V_{CE})$, les limites de fonctionnement en régime alternatif.

Lorsqu'il n'y a pas de courant collecteur, aucune tension n'existe aux bornes de R_E et de R_L ; V_{CE} est donc égal à la tension d'alimentation (point A de la fig. XIII-9).

Lorsque le transistor conduit à un point tel que la tension collecteur-émetteur est nulle, le courant collecteur est déterminé par la loi d'Ohm :

$$I_C = \frac{V_{cc}}{R_L + R_E} = \frac{12}{420} = 28{,}5 \text{ mA}$$

Ceci correspond au point B de la figure XIII-9.

Nous avons donc maintenant le point de repos Q et les points extrêmes de fonctionnement que nous pouvons relier par une droite appelée droite de charge, et étant donné qu'elle découle des conditions de fonctionnement en courant continu, nous la nommerons droite de charge en courant continu ou droite de charge statique.

La droite de charge statique décrit le fonctionnement de l'amplificateur en courant continu. Ainsi, par exemple, si nous injectons dans la base un courant supérieur à 0,4 mA, nous nous apercevrons que le transistor fonctionne au-dessus du point X_1 sur la droite de charge, c'est-à-dire qu'il est saturé.

Si, au contraire, le courant de base est inférieur à 0,2 mA, le transistor se trouve dans la région de cut-off.

Par conséquent, la zone de fonctionnement doit rester à l'intérieur des limites fixées par les points X_1 et X_2, et nous pouvons remarquer, dans notre cas, que des changements identiques de courant base par rapport à 0,3 mA amènent des variations identiques de courant collecteur, ceci étant une nécessité pour un fonctionnement linéaire et sans distorsion.

En ce qui concerne la droite de charge en régime dynamique, elle s'obtient très facilement ; il faut en effet considérer R_E comme étant court-circuitée par le condensateur de découplage ; donc le courant collecteur maximum devient :

$$\frac{V_{cc}}{R_L} = \frac{12}{300} = 40 \text{ mA}$$

Pour cette raison, le point de repos Q va se déplacer légèrement vers la droite en Q_2 le long de la courbe $I_b = 0{,}3$ mA ; mais en fait le déplacement est faible et dans la pratique nous pourrons l'ignorer.

Maintenant que nous avons nos droites de charge, nous allons essayer d'en tirer quelques informations, et comme nous sommes intéressés par le fonctionnement en alternatif de l'amplificateur, nous allons utiliser la droite de charge en régime dynamique (fig. XIII-12).

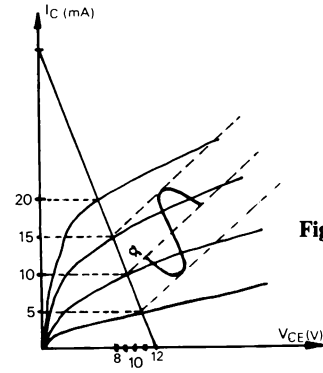


Fig. XIII-12

Vérifions d'abord si la puissance à dissiper n'est pas trop importante, et pour cela prenons le point de fonctionnement qui se situe à $I_c = 10$ mA et $V_{CE} = 10$ V. Ceci signifie qu'au point de repos, nous avons à dissiper 100 mW, ce qui est largement dans les limites du transistor dont nous avons défini les caractéristiques précédemment.

Nous devons maintenant fixer les limites de fonctionnement sur la droite de charge, limites qui doivent être prises telles que des variations égales du courant de base produisent des variations égales de courant de collecteur. La figure XIII-12 reproduit un signal d'entrée alternatif centré sur le point de repos Q amenant les résultats suivants :

- Variation de courant collecteur = 10 mA (de 5 à 15 mA)
- Variation de courant base = 0,2 mA (de 0,2 à 0,4 mA)
- Gain en courant = sensiblement égal à 50 = $\frac{(10)}{0,2}$
- Tension de sortie = 2 V crête-à-crête (de 9 à 11 V).
- Puissance maximale dans la charge :

$$P_s = (I_C \text{ crête} \times 0,707)^2 \times R_L$$
$$= (0,005 \times 0,707)^2 \times 300$$
$$= (0,003738 \text{ W} = 3,738 \text{ mW}.$$

D'après la figure XIII-10, on voit que dans le cas du fonctionnement en dynamique, la résistance équivalente du circuit de polarisation est en parallèle avec l'entrée du transistor. L'impédance d'entrée est approximativement égale à :

$$\frac{26\ h_{FE}}{I_c\ (mA)}$$

c'est-à-dire :

$$Z_e = \frac{26 \times 45}{10} = 117\ \Omega$$

Nous pouvons donc considérer que la ou les résistances du circuit de polarisation de base n'affecteront pas sensiblement cette impédance d'entrée.

Connaissant ces éléments, nous pouvons maintenant déterminer la puissance P_e nécessaire à l'entrée :

$$\begin{aligned} P_e &= I_B^2 \, Z_e \\ &= 0{,}0003^2 \times 117 \\ &= 10 \ \mu W. \end{aligned}$$

Si nous faisons le rapport $\frac{P_s}{P_e}$ nous voyons que le gain en puissance est de 373 environ.

Ces résultats sont valables uniquement dans le cas où le transistor est chargé en dynamique par une impédance de 300 Ω ; autrement, il convient de tracer une nouvelle droite de charge dynamique et de calculer les nouveaux résultats.

Examinons deux problèmes qui peuvent se poser :

La figure XIII-13 représente un amplificateur (amplificateur que nous venons d'étudier) chargé par une résistance de 600 Ω et attaqué par un transistor Q_1.

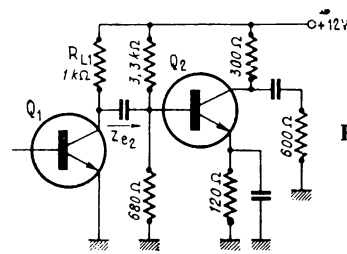


Fig. XIII-13

La charge de Q_1 est :

$$\frac{R_{L1} \times Z_{e2}}{R_{L1} + Z_{e2}} = \frac{1\,000 \times 117}{1\,000 + 117} = 100 \ \Omega \text{ environ.}$$

Nous devrons donc tracer une droite de charge dynamique pour 100 Ω en ce qui concerne Q_1.

Pour le transistor Q_2, sa charge est :

$$\frac{300 \times 600}{300 + 600} = 200 \ \Omega$$

et nous tracerons sa droite de charge dynamique pour 200 Ω.

La droite de charge dynamique 300 Ω n'est donc pas utilisée dans ce cas ; seule la droite de charge statique reste valable.

Dans le cas de la figure XIII-14, nous avons un amplificateur couplé à sa charge par un transformateur, c'est-à-dire que, du côté primaire, nous ver-

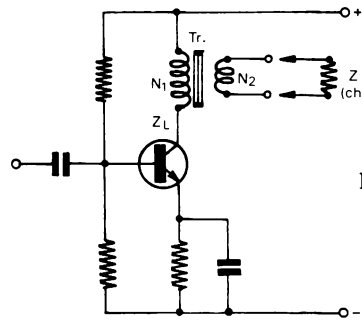


Fig. XIII-14

rons l'impédance secondaire multipliée par le carré du rapport de transformation. Nous pouvons donc considérer que le transistor est chargé par une impédance Z_L telle que :

$$Z_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \times Z \text{ (ch.)}$$

N_1 et N_2 étant les nombres de tours respectifs du primaire et du secondaire du transformateur.

Notons que le rapport $\frac{N_1}{N_2}$ est le rapport de transformation qu'il est aisé de mesurer... alors qu'il est moins aisé de compter les nombres de tours !

Dans le cas d'un amplificateur à transformateur, on peut aussi se fixer une droite de charge, et choisir ensuite un transformateur dont le rapport permettra d'obtenir la charge requise dans le circuit de collecteur.

Les procédés de calcul que nous venons de donner sont valables pour la détermination des étages fonctionnant en basse fréquence. Dans les circuits pour la haute fréquence, d'autres paramètres interviennent, mais les idées conductrices et les méthodes de polarisation restent les mêmes. Nous verrons d'ailleurs plus loin (au cours du § 8) un procédé de calcul des étages amplificateurs HF (ou MF).

§ 4. – Les décibels

Le décibel, la dixième partie du bel, n'est pas une unité comme les autres.

Un nombre de décibels définit un rapport entre deux puissances, entre deux tensions, entre deux intensités. Or, une unité comme on a l'habitude de la concevoir, c'est une certaine grandeur choisie et déterminée une fois pour toutes, que l'on utilise par comparaison pour mesurer d'autres grandeurs de même nature.

Ainsi l'ampère est l'unité d'intensité électrique, et c'est une certaine quantité d'intensité électrique ; le mètre est l'unité de longueur, et c'est une certaine longueur.

Mais si nous faisons le rapport entre 120 mètres et 60 mètres, c'est 2, tout simplement (et non pas 2 mètres). Si nous faisons le rapport entre 15 tonnes de navets et 5 tonnes de navets, le rapport est 3 (et non 3 tonnes, pas plus que 3 navets !).

Le rapport entre deux grandeurs de même nature est un nombre pur ; en allant plus loin, nous pouvons dire que le logarithme d'un nombre pur est aussi un nombre pur. Dans un instant, nous verrons pourquoi nous venons de parler du logarithme.

Supposons maintenant que nous ayons un certain amplificateur B.F. auquel nous appliquons à l'entrée une puissance P_1 de 2 μW et avec lequel nous obtenons une puissance de sortie P_2 de 2 W. Si nous faisons le rapport des puissances, nous trouvons 1 000 000.

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{2}{0{,}000\ 002} = 1\ 000\ 000$$

P_1 ayant été transformé en la même unité que P_2 (le watt).

A ce même amplificateur appliquons une puissance d'entrée P_1 de 4 μW ; la puissance de sortie délivrée P_2 sera de 4 W. Faisons le rapport des puissances.

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{4}{0{,}000\ 004} = 1\ 000\ 000$$

Nous trouvons toujours 1 000 000 qui est un nombre pur et qui définit parfaitement le gain en puissance de notre amplificateur.

Mais si nous prenons le logarithme de ce rapport (le logarithme de 1 000 000 dans notre exemple), le nouveau nombre obtenu sera un nombre de bel.

En multipliant par 10, nous aurons des décibels. Cela s'écrit :

$$N = 10 \log \frac{P_2}{P_1}.$$

(N en décibels)

En reprenant notre exemple d'amplificateur ci-dessus, nous trouvons :

$$N = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \frac{4}{0{,}000\ 004} = 10 \log 1\ 000\ 000 = 60 \text{ dB}$$

Le gain en puissance de cet amplificateur est donc de 60 décibels.

Nous avons parlé « gain » en puissance ; mais nous aurions pu tout aussi bien procéder de la même façon pour évaluer une perte ou une atténuation.

Mais, direz-vous, pourquoi avoir voulu compliquer une chose aussi simple qu'un rapport en y introduisant cette histoire de logarithme ?

Pour deux raisons. Mais tout d'abord, disons-nous bien qu'un logarithme n'est pas une complication, bien au contraire ; de plus le logarithme d'un nombre est chose facile à trouver ; il existe des tables établies à cet effet donnant directement les logarithmes des nombres. Nous n'entrerons pas plus loin dans cette voie, notre but n'étant pas de faire un cours de mathématiques.

Ces deux raisons, les voici :

a) Pour la commodité et la rapidité des calculs, avec les logarithmes, une multiplication devient une addition (cas du gain d'étages successifs). Il y a mieux : si, dans les calculs, on rencontre une puissance fractionnaire ou décimale, il n'est pas d'autres procédés que les logarithmes pour s'en sortir élégamment ; avec les logarithmes, l'élévation à une puissance absolument quelconque devient une simple multiplication.

b) La seconde raison est basée sur un phénomène physiologique naturel : la sensation de l'ouïe, en particulier, dans le cas qui nous intéresse.

Car toutes sensations humaines peuvent se rattacher aux logarithmes, voire aux décibels.

Cela peut se dire aussi bien en d'autres termes : les sensations éprouvées sont entre elles comme le logarithme de la cause qui les a provoquées (loi de Fechner).

C'est pour cette raison que les potentiomètres utilisés dans les réglages de puissance sonore, sont à variation logarithmique de la résistance. Grâce à cette variation logarithmique, chaque angle de rotation du potentiomètre correspond à une impression auditive égale au volume de la puissance sonore.

•

De ce que nous venons de voir, nous pouvons donc dire que deux puissances P_1 et P_2 présentent un écart de N décibels lorsque l'on a :

$$N = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Il n'est pas question d'impédance dans cette relation.

Par ailleurs, nous connaissons également les deux relations suivantes :

$$P = ZI^2 \text{ et } P = \frac{E^2}{Z}$$

qui définissent la puissance par rapport à la tension E ou à l'intensité I, compte tenu de l'impédance Z.

Si l'on utilise des circuits de même impédance, on peut évidemment comparer des puissances en ne se servant que des tensions ou que des intensités.

En conséquence, on peut évaluer en décibels des rapports de tension ou d'intensité, à condition :

1° De doubler la valeur calculée, puisque les puissances sont proportionnelles au carré des tensions (ou au carré des intensités) ;

2° Que ces tensions ou ces intensités soient mesurées sur des circuits de même impédance.

Nous attirons l'attention de nos lecteurs sur le deuxièmement, car il est trop souvent oublié.

La formule devient alors la suivante :

$$N = 20 \log \frac{E_2}{E_1} \text{ ou } N = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$$

(N en décibels).

Il faut absolument que les mesures soient faites sur la même impédance dans les cas de rapport de tensions ou de rapport d'intensités (alors que la notion d'impédance n'intervient pas pour le rapport de puissances, rappelons-le). Sans quoi, les résultats fournis par les deux formules précédentes sont absolument sans valeur.

Si les mesures sont faites sur des impédances différentes, il faut ramener une d'entre elles, par exemple celle d'entrée, à l'autre avant de calculer le gain de tension en décibels.

Soit par exemple :

A l'entrée $E_e = 2$ V sur $Z_e = 500\,000\,\Omega$ et à la sortie $E_s = 5$ V sur $Z_s = 10\,\Omega$.

Le gain de puissance en décibels peut être calculé correctement. On a :

$P_e = E_e^2/Z_e = 8 \times 10^{-6}$ W

$P_s = E_s^2/Z_s = 2{,}5$ W

d'où le rapport $P_s/P_e = G_p = 312\,500$.

Le gain en décibels est :

$$G_p = 10 \log 312\,500 = 54{,}9 \text{ dB}.$$

Pour les tensions, si la nouvelle impédance est $10\,\Omega$, il suffit d'écrire que la nouvelle tension U_e satisfait à la relation :

$$\frac{U_e}{E_e} = \sqrt{\frac{10}{500\,000}} = \sqrt{20 \times 10^{-6}} = 4{,}48 \times 10^{-3}$$

d'où $U_e = 4{,}48 \times 2 \times 10^{-3} = 8{,}96 \times 10^{-3}$.

Le gain de tension en décibels est alors :

$$20 \log \frac{E_s}{U_e} = 20 \log \frac{5 \times 10^3}{8{,}96} = 20 \log 558$$

ce qui donne finalement le gain de tension :

$$G_t = 54{,}9 \text{ dB} = G_p$$

●

Le niveau de référence 0 dB, ou seuil d'audibilité, a été fixé à 6 mW ; cette puissance développe une tension de 1,73 V aux bornes d'une impédance de $500\,\Omega$.

Pour définir le niveau de sortie d'un microphone, de nombreux constructeurs font appel au décibel. Ce niveau s'exprime par un nombre négatif de décibels qui est le rapport de la puissance délivrée par le microphone à la puissance de comparaison fixée à 6 mW. Il importe donc de savoir manœuvrer avec les décibels comme on le ferait avec les volts. Le tableau aidera le lecteur dans ce sens.

dB	Tensions (volts) V sur Z 500 Ω	Puissances (watts) W	Rapport de tensions ou d'intens. (impédances égales)	Rapport de puiss.	dB	Tensions (volts) V sur Z 500 Ω	Puissances (watts) W	Rapport de tensions ou d'intens. (impédances égales)	Rapport de puiss.
0	1,73	0,006	1	1	0	1,73	0,006	1	1
− 1	1,54	0,00477	0,891	0,794	1	1,94	0,00755	1,12	1,259
− 2	1,38	0,00387	0,794	0,631	2	2,18	0,00951	1,259	1,585
− 3	1,23	0,00301	0,708	0,501	3	2,45	0,012	1,413	1,995
− 4	1,09	0,00239	0,631	0,398	4	2,75	0,0151	1,585	2,512
− 5	0,974	0,00190	0,562	0,316	5	3,08	0,019	1,778	3,162
− 6	0,868	0,00151	0,501	0,251	6	3,46	0,0239	1,995	3,98
− 7	0,774	0,0012	0,447	0,2	7	3,88	0,0301	2,239	5,012
− 8	0,690	0,000951	0,398	0,159	8	4,35	0,0387	2,512	6,31
− 9	0,615	0,000755	0,355	0,126	9	4,88	0,0477	2,818	7,94
− 10	0,548	600×10^{-6}	0,316	0,1	10	5,48	0,06	3,162	10
− 11	0,488	477×10^{-6}	0,282	0,0794	11	6,15	0,0755	3,55	12,6
− 12	0,435	387×10^{-6}	0,251	0,063	12	6,9	0,0951	3,98	15,9
− 13	0,388	301×10^{-6}	0,224	0,05	13	7,74	0,12	4,47	20
− 14	0,346	239×10^{-6}	0,2	0,039	14	8,68	0,151	5,01	25,1
− 15	0,308	190×10^{-6}	0,178	0,031	15	9,74	0,19	5,62	31,6
− 16	0,275	151×10^{-6}			16	10,93	0,239	6,31	39,8
− 17	0,245	120×10^{-6}			17	12,26	0,301		
− 18	0,218	951×10^{-7}	0,126	0,159	18	13,76	0,387	7,94	63,1
− 19	0,194	755×10^{-7}			19	15,44	0,477		
− 20	0,173	600×10^{-7}	0,1	0,01	20	17,32	0,6	10	100
− 25	0,0974	190×10^{-7}			25	30,8	1,9		
− 30	0,0548	600×10^{-8}			30	54,8	6	31,6	10^3
− 35	0,0308	190×10^{-8}			35	97,4	19		
− 40	0,0173	600×10^{-9}	10^{-2}	10^{-4}	40	173	60	10^2	10^4
− 45	0,00974	190×10^{-9}			45	308	190		
− 50	0,00548	600×10^{-10}			50	548	600	316	10^5
− 60	0,00173	600×10^{-11}	10^{-3}	10^{-6}	60	1 730	6 000	10^3	10^6
− 70	0,000548	600×10^{-12}			70	5 480	60 000	3 160	10^7
− 80	0,000173	600×10^{-13}	10^{-4}	10^{-8}	80	17 300	600 000	10^4	10^8
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

C'est un tableau de correspondances (si l'on peut dire !) entre rapports, volts et watts.

Les chiffres des puissances (colonnes 3 et 8) sont évidemment valables quelle que soit l'impédance.

Par contre, les chiffres des tensions (colonnes 2 et 7) s'entendent pour une impédance de 500 Ω. Si l'impédance sur laquelle est faite la mesure est différente, il est nécessaire de refaire le calcul de cette tension, en partant de la colonne « puissance » (colonnes 3 ou 8), et en appliquant la formule :

$$V = \sqrt{ZW}$$

Parmi les multiples utilisations possibles de ce tableau, voici un exemple qui permettra de mieux comprendre :

Un microphone piézoélectrique à membrane est indiqué comme ayant un niveau de sortie de – 30 dB. Première question : quelle puissance BF délivre-t-il ? Deuxième question : quel doit être le gain de l'amplificateur BF pour obtenir une puissance de sortie modulée de 60 W ?

La première réponse est indiquée directement par le tableau ; en face de – 30 dB (colonne 1), nous lisons, colonne 3, la puissance délivrée : 600 × 10^{-8} W, soit 6 μW.

Pour la deuxième réponse, en face de 60 W (colonne 8), nous lisons 40 dB (colonne 6). L'amplificateur BF devra donc « remonter » la puissance de 30 + 40 = 70 dB ; d'où, gain total de l'amplificateur : 70 dB.

Si nous voulons évaluer le gain en « amplification de tension », en rapport de tensions, la suite du calcul est très simple également.

En face des 70 dB nécessaires trouvés (colonne 6), nous lisons dans la colonne 7 « tensions », le chiffre 450. Il suffit de diviser ce chiffre par la tension de référence, soit 1,73, et l'on obtient le gain en amplification de tension qui devra être fourni par les étages BF.

Dans notre exemple, on a : 5 480/1,73 = 3 160 environ.

Notons que ce résultat est aussi indiqué directement par le tableau ; en face de 70 dB (colonne 6), nous lisons, colonne 9 : 3 160 (rapport des tensions sur impédances égales).

L'emploi des décibels est fréquent en BF, nous venons de le voir : gain d'amplificateurs, niveau de sortie des microphones, des pick-up, des têtes de lecture de magnétophones, affaiblissements dus à la contre-réaction, aux circuits correcteurs, etc. Mais on les utilise aussi dans d'autres cas : affaiblissement de filtres HF, affaiblissement dans les transmissions électromagnétiques hertziennes, affaiblissement dans les lignes de transmission, gain des lampes et des transistors, gain des antennes, etc.

Illustrons par un exemple le gain des antennes. Nous avons un émetteur VHF de 30 W qui rayonne son énergie à l'aide d'une antenne dipôle simple.

En lieu et place de cette antenne, nous installons une antenne Yagi, par exemple, antenne directive à éléments multiples. Cette nouvelle antenne nous donne un gain de 16 dB (par rapport au dipôle simple).

Le tableau précédent nous indique qu'un gain de 16 dB (colonne 6) équivaut à un rapport de puissances de 39,8, disons 40 (colonne 10). Tout se passe donc comme si nous avions multiplié par 40 la puissance de l'émetteur, soit 1 200 W. D'où l'intérêt évident des antennes à gain élevé. Il en va évidemment de même pour les antennes de réception.

Nous l'avons vu, le décibel est une « unité » très commode dans les calculs des rapports de puissances ; c'est une unité à base logarithmique dans le système des logarithmes décimaux (ou vulgaires).

Une autre unité du même genre, et que l'on utilise de la même façon, est appelée le « néper » ; elle est cependant bien moins usitée. Le néper est une unité utilisée dans les rapports de puissance également ; elle est aussi à l'échelle logarithmique, mais dans le système des logarithmes naturels ou népériens.

A titre indicatif, 1 décibel correspond à 0,115 néper, et 1 néper correspond à 8,686 décibels.

Signalons, pour terminer cette théorie, une autre unité encore : le « VU ». Le vu est une unité de transmission BF utilisée dans la mesure de la dynamique de la modulation (rapport de l'intensité sonore maximum à l'intensité sonore minimum). Comme les décibels, cette grandeur peut prendre des valeurs négatives ou positives ; en fait, le nombre des vus est numériquement égal au nombre de décibels en-dessous d'un niveau de référence choisi, cette fois, à 1 mW. Le « vu » est donc une unité d'emploi bien déterminé.

D'origine U.S.A., outre le dBm à niveau de référence de 1 mW, signalons également le dBW (niveau de référence 1 W), le dBk (niveau de référence 1 kW) et le dBx utilisé pour coter la transmodulation entre deux circuits.

Il existe des appareils appelés décibelmètres, permettant la lecture directe sur un cadran du niveau de sortie BF en décibels d'un amplificateur. Il convient d'être extrêmement prudent dans l'appréciation de la lecture de ces appareils. En fait, les décibelmètres mesurent en réalité des volts BF, et l'on se souvient que l'on doit alors nécessairement introduire la notion d'impédance si l'on veut parler en décibels.

C'est ainsi que les décibelmètres récents, d'origine U.S.A. notamment, sont étalonnés en dBm avec niveau zéro pour 1 mW, soit 0,775 V sur 600 Ω. Alors que les anciens décibelmètres sont étalonnés en dB avec niveau zéro pour 6 mW, soit 1,73 W sur 500 Ω.

Lorsque l'impédance sur laquelle est effectuée la mesure est différente de l'impédance à laquelle le décibelmètre a été étalonné, la lecture n'est pas directe. Dans des cas simples (multiples ou sous-multiples de l'impédance d'origine), il suffit de soustraire ou d'additionner un certain nombre de décibels. Dans des cas plus spéciaux, il faut avoir recours au calcul.

Exemples : Notre décibelmètre est étalonné pour une impédance de 500 Ω. Nous le connectons sur une impédance de 1 000 Ω : il faut soustraire 3 dB à la lecture pour obtenir le niveau de gain au-dessus du niveau de référence.

Nous connectons ce décibelmètre sur une impédance de 250 Ω, il faut ajouter 3 dB à la lecture. Sur 125 Ω, il faudrait ajouter 6 dB ; sur 62,5 Ω, il faudrait ajouter 9 dB, etc.

Dans des cas plus généraux d'impédances diverses, il faut avoir recours au calcul. On divise l'impédance à laquelle a été étalonné le décibelmètre par l'impédance sur laquelle on fait la mesure. Cela donne un rapport, et l'on cherche dans les colonnes 5 ou 10 de notre tableau le nombre qui se rapproche le plus du rapport calculé. En face, dans les colonnes 1 ou 6, nous avons le nombre de décibels qu'il convient de soustraire ou d'ajouter à la lecture du décibelmètre pour obtenir le niveau réel du gain de l'amplificateur (au-dessus du niveau de référence).

Indiquons également que les acousticiens expriment les différences de niveau en « phons » ; le phon équivaut au décibel.

Comme nous l'avons dit précédemment, le décibel (ou le bel) n'est pas une « unité » comme les autres ; ce n'est même pas une « unité » du tout ! Si nous l'appelons « unité », c'est parce que l'on a voulu faire représenter quelque chose à un nombre exprimant un *rapport ;* c'est aussi parce que nous ne voyons pas comment l'appeler autrement... En effet, nous le rappelons, le logarithme d'un rapport de puissance (ou autre) est un nombre abstrait ; de plus, nous l'avons vu, le niveau « zéro » peut être choisi très arbitrairement !

Dans cet ordre d'idée, voici les niveaux de référence qui sont pratiquement les plus fréquemment adoptés :

– Le niveau 0 dB est fixé à 6 mW dans les amplificateurs BF (généralement) et souvent à 1 mW aux U.S.A.

– Le niveau 0 dB d'un amplificateur quelconque (BF, HF, VHF...) est généralement celui qui correspond à la partie horizontale la plus étendue de sa courbe de réponse.

– Pour le téléphone, le niveau de référence correspond à 1 mW.

– En acoustique, le niveau de référence a été fixé à une puissance de 1 μW par cm^2 de surface du tympan, ce qui donne – 100 dB pour le seuil d'audibilité.

– Dans le cas d'un champ radioélectrique, le niveau de référence est pris, soit à 1 mV/m, soit à 1 μV/m.

Pour éviter les erreurs, une excellente habitude consiste à faire suivre le nombre de décibels exprimés par l'indication du niveau de référence adopté. Exemple : 50 dB (μV).

Bien que le décibel ait été pendant longtemps une « unité » assez nébuleuse dans l'esprit de certains, soit parce qu'ils ne connaissaient pas son histoire, soit parce qu'ils en faisaient un usage autant incorrect qu'abusif, il n'en reste pas moins que c'est une « unité » extrêmement pratique.

§ 5. – Les filtres actifs

Les filtres actifs ne sont en fait qu'une « vieille nouveauté », leur technique étant relativement ancienne. Si ces circuits n'ont pas eu à l'époque le développement que nous leur connaissons actuellement, c'est que leur réalisation (au temps des lampes) aboutissait à un montage lourd et encombrant. Présentement, avec les *circuits intégrés,* il en va tout autrement. A partir du moment où la fonction active se ramène à un composant unique et peu volumineux (un amplificateur opérationnel), les solutions deviennent intéressantes et peuvent parfois remplacer avantageusement les circuits passifs (bobinages et autres).

Les filtres actifs (ou filtres électroniques) présentent des performances très séduisantes : pas de limite dans les fréquences de coupure ; facilité de mise au point ou de modification de fréquence ; miniaturisation ; bonne stabilité ; pas de pertes d'insertion, le rapport « signal de sortie/signal d'entrée » étant en principe ajusté pour être égal à l'unité.

Il existe trois catégories principales de filtres actifs :

– Le filtre passe-haut qui laisse passer toutes les fréquences supérieures à la fréquence de coupure choisie f_c et élimine toutes les fréquences inférieures (voir courbe de réponse sur la figure XIII-15 en A).

– Le filtre passe-bas qui laisse passer toutes les fréquences inférieures à la fréquence de coupure choisie f_c et élimine toutes les fréquences supérieures (voir réponse en B).

– Le filtre passe-bande qui est généralement une association des deux précédents et qui, par conséquent, ne laisse passer qu'une bande de fréquences comprise entre les deux fréquences de coupure choisies (f_{cb} – f_{ch}) et élimine toutes les autres (voir réponse en C).

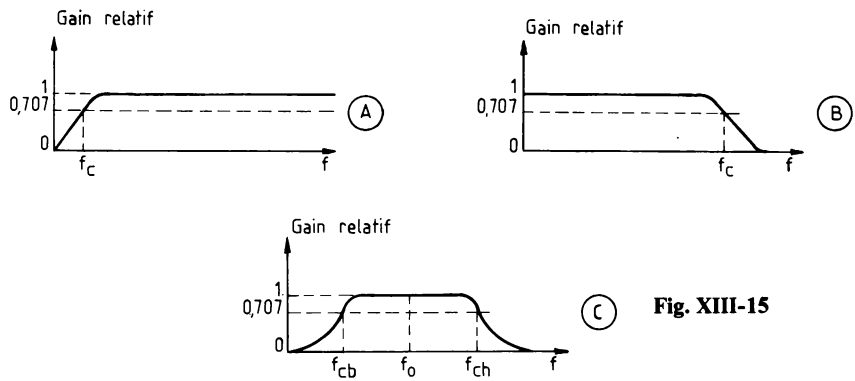


Fig. XIII-15

Filtres actifs passe-haut

La figure XIII-16 représente un filtre actif passe-haut conçu autour d'un circuit intégré amplificateur opérationnel ; la détermination des composants se fait de la manière suivante :

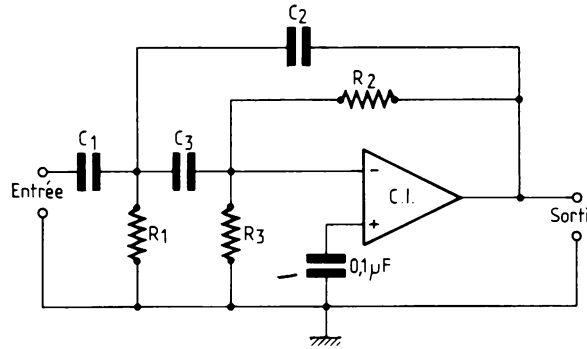


Fig. XIII-16

Choisir R_2 et R_3 afin que l'entrée inverseuse (–) soit polarisée correctement. On donne une valeur convenable à R_3 déterminée par l'expérience (par exemple 240 kΩ) et on calcule R_2 à l'aide de la relation :

$$R_2 = \left(\frac{V_s}{2{,}6} - 1\right) R_3$$

dans laquelle V_s est la tension d'alimentation exprimée en volts.

Les autres relations sont :

$$C_1 = C_3 = \frac{Q}{2 \pi f_o R_2}(2 A_O + 1)$$

$$C_2 = C_1/A_O$$

$$R_1 = \frac{1}{2 \pi f_o Q C_1 (2 A_O + 1)}$$

Dans ces relations, A_o est le gain en tension évalué en V/V ; il s'agit donc de ce rapport et non des décibels correspondants. Le plus souvent, on fait ce rapport égal à 1 (gain unitaire), ce qui simplifie les calculs.

Les valeurs de A_o, Q et f_c sont choisies d'avance en tenant compte de la bande de fréquences à éliminer. On pourra utilement employer le tableau ci-après (valable pour les filtres passe-haut et passe-bas).

La première valeur Q = 0,707 correspond à $f_c = f_o$ (sur la figure XIII-15, on voit que toutes les fréquences f_c ont comme ordonnées 0,707, ce qui correspond à – 3 dB).

On peut vérifier l'exactitude des valeurs des composants à l'aide de la formule :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi C_1 \sqrt{R_1 R_2}}$$

Q	Filtre passe-haut f_c =	Filtre passe-bas f_c =
0,707	f_o	f_o
1	0,786 f_o	1,272 f_o
2	0,668 f_o	1,498 f_o
3	0,657 f_o	1,523 f_o
4	0,651 f_o	1,537 f_o
5	0,648 f_o	1,543 f_o
10	0,645 f_o	1,551 f_o
100	0,644 f_o	1,554 f_o

Filtres actifs passe-bas

La figure XIII-17 représente un filtre actif passe-bas dont la méthode de détermination réside dans les opérations suivantes :

Comme précédemment on fixe les valeurs de A_o, Q et f_c.

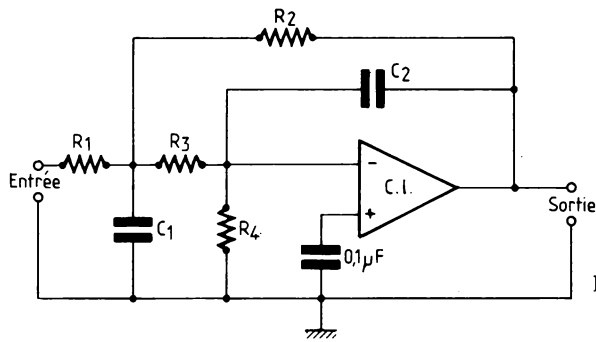


Fig. XIII-17

On calcule une constante K à l'aide de la relation : $K = \frac{1}{4\,Q^2\,(A_O + 1)}$

Le condensateur C_1 est sélectionné arbitrairement (par exemple 560 pF).

On fait ensuite $C_2 = KC_1$.

On calcule maintenant : $R_2 = \frac{1}{4\,\pi\,f_c\,Q\,C_1\,K}$

$$R_3 = \frac{R_2}{A_O + 1}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{A_O}$$

$$R_4 = \frac{R_2 + R_3}{\frac{V_s}{2{,}6} - 1}$$

On peut vérifier l'exactitude des valeurs des composants à l'aide de la relation :

$$f_o = \frac{Q}{\pi C_1} \sqrt{\frac{A_O + 1}{R_2 R_3}}$$

Filtres actifs passe-bande

Un filtre actif passe-bande est réalisé en montant en cascade un filtre passe-haut suivi d'un filtre passe-bas. On devra par conséquent se fixer deux fréquences de coupure, f_{cb} pour le filtre passe-haut et f_{ch} pour le filtre passe-bas (voir réponse en C sur la fig. XIII-15).

Chaque filtre sera individuellement calculé comme nous l'avons indiqué précédemment et la figure XIII-18 représente le schéma d'un tel assemblage constituant un filtre passe-bande.

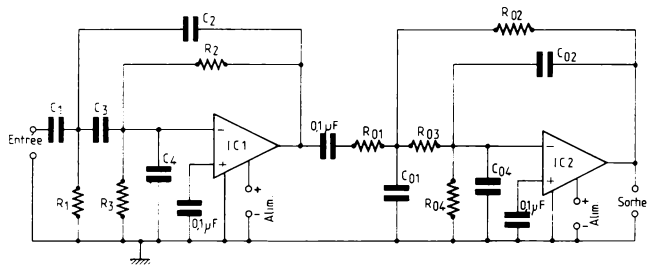


Fig. XIII-18

§ 6. – L'amplification BF de puissance

Depuis longtemps et à maintes reprises, on a essayé de réaliser, pour les amplificateurs BF, des étages de sortie push-pull n'utilisant pas de transformateurs.

Dans le cas des amplificateurs à lampes, il faut bien le reconnaître, cette technique n'a jamais débouché sur des applications très étendues, essentiellement parce que les haut-parleurs nécessaires devaient posséder des bobines mobiles à haute impédance, difficiles à construire.

En outre, ces haut-parleurs sont particulièrement fragiles à cause de la finesse du fil utilisé. Grâce à ses faibles tensions d'alimentation et à ses charges de valeur ohmique réduite, la technique des transistors crée, par contre, des conditions beaucoup plus favorables pour la réalisation de circuits de ce type. Du point de vue de l'industrie des récepteurs, il est extrêmement intéressant que les amplificateurs à transistors à large bande passante et faible distorsion puissent être réalisés sans emploi de transformateurs ; la tendance moderne à la construction d'amplificateurs basse fréquence à étage

de sortie sans transformateur est justifiée notamment par les arguments importants suivants :

Dans la technique utilisée jusqu'à présent, les transformateurs constituent un facteur de prix important. Leur poids et leur encombrement entraînent une servitude gênante pour la construction des amplificateurs et font souvent obstacle à l'utilisation de circuits imprimés. En outre, les étages de sortie à transformateur « bon marché » présentent une réponse en fréquence dont la largeur est assez restreinte.

L'inductance du transformateur doit être aussi élevée que possible afin que la fréquence de coupure inférieure soit faible. La fréquence de coupure supérieure doit être aussi élevée que possible, c'est-à-dire que l'atténuation du transformateur doit être très faible aux fréquences élevées ; celui-ci doit donc présenter des capacités d'enroulement réduites et de faibles inductances de pertes. Ainsi le dimensionnement des enroulements doit satisfaire à des exigences opposées : grand nombre de spires pour réduire la fréquence de coupure inférieure, faible nombre de spires pour augmenter la fréquence de coupure supérieure. En pratique, on doit toujours choisir un compromis. Pour les amplificateurs BF de qualité, à large bande, on est obligé d'utiliser des transformateurs présentant des inductances élevées avec un faible nombre de spires et ayant des bobinages à faible capacité, ce qui exige des noyaux de volume important ou des tôles de haute qualité. Un autre inconvénient particulièrement sensible pour les étages de sortie classe A est le courant d'aimantation du transformateur. Le transformateur peut en outre être sensible à l'influence de champs magnétiques provenant de l'alimentation secteur (ronflements).

Tous ces inconvénients peuvent être évités dans le cas d'étages de sortie sans transformateur. Dans les circuits de ce type, le haut-parleur est directement relié à l'étage de sortie.

On sait que les circuits push-pull classe B présentent, pour les appareils à alimentation par piles, l'avantage particulièrement important d'une consommation très faible pour les faibles niveaux de commande, et croissant proportionnellement avec l'amplitude de sortie.

Suivant le mode d'alimentation en courant continu des deux transistors de l'étage de sortie, on distingue les montages push-pull parallèle et série. Dans le montage push-pull parallèle (en haut sur la fig. XIII-19), les deux transistors de l'étage de sortie sont en parallèle pour le courant continu et commandés en opposition de phase ; leur puissance de sortie est appliquée par l'intermédiaire d'un transformateur à une résistance de charge commune (haut-parleur). Une variante du montage parallèle exige un haut-parleur à bobine à prise médiane.

Dans le cas du montage push-pull série, les transistors sont montés en série pour le courant continu. L'une des bornes du haut-parleur est reliée au point milieu de la batterie ou encore, par l'intermédiaire d'un condensateur, à l'un des pôles de la batterie (généralement, la masse). Pour supprimer également le transformateur d'attaque, il est nécessaire de prévoir un étage driver approprié permettant d'attaquer les transistors de sortie avec la phase convenable.

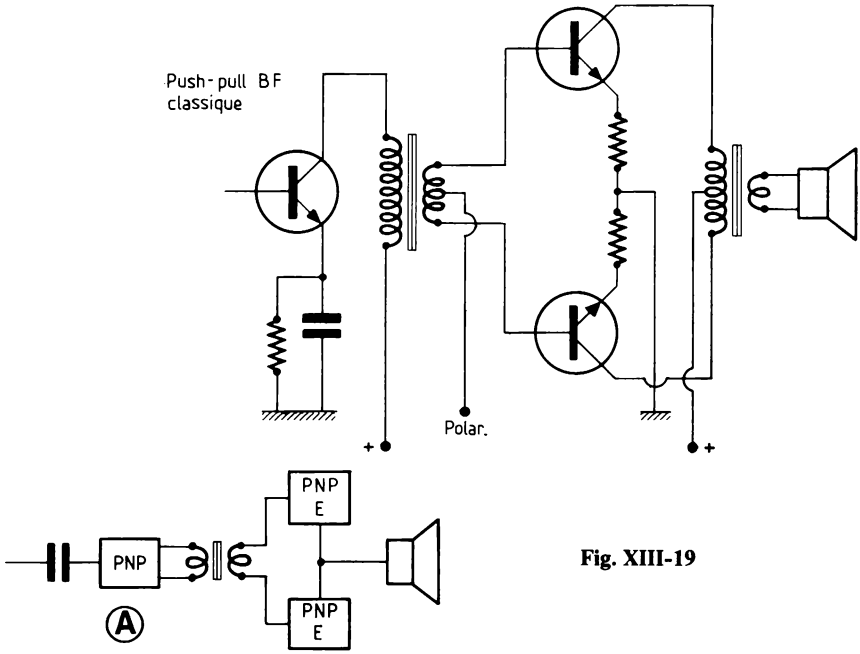


Fig. XIII-19

A) Etage de sortie sans transformateur de sortie, mais avec transformateur d'attaque.

Le schéma de principe de ce montage est représenté figure XIII-19, en A. Les réalisations avec transistors PNP ou NPN sont équivalentes. Le montage présente des avantages liés à l'utilisation du transformateur d'attaque. La résistance du haut-parleur dépend de la puissance de sortie et de la tension batterie. L'emploi d'une source d'alimentation avec prise médiane permet d'économiser le condensateur électrolytique de valeur élevée pour le haut-parleur.

Parmi les avantages, il faut noter : suppression du transformateur de sortie ; économie de puissance d'attaque grâce au couplage de l'étage de sortie par l'intermédiaire du transformateur d'attaque ; bonne réponse en fréquence, distorsion réduite et amplification élevée. Pour une tension collecteur nominale donnée des transistors de sortie, la tension d'alimentation peut être deux fois plus élevée que dans le montage standard. L'étage de sortie peut être réalisé en montage à émetteur commun au moyen de transistors de même type (PNP ou NPN) ; on obtient ainsi des conditions particulièrement favorables pour l'appariement des transistors de sortie.

Il faut toutefois reconnaître que les courants de repos des transistors de sortie sont un peu plus difficiles à régler que dans le montage standard ; deux thermistances peuvent être nécessaires dans le cas de puissances de sortie importantes.

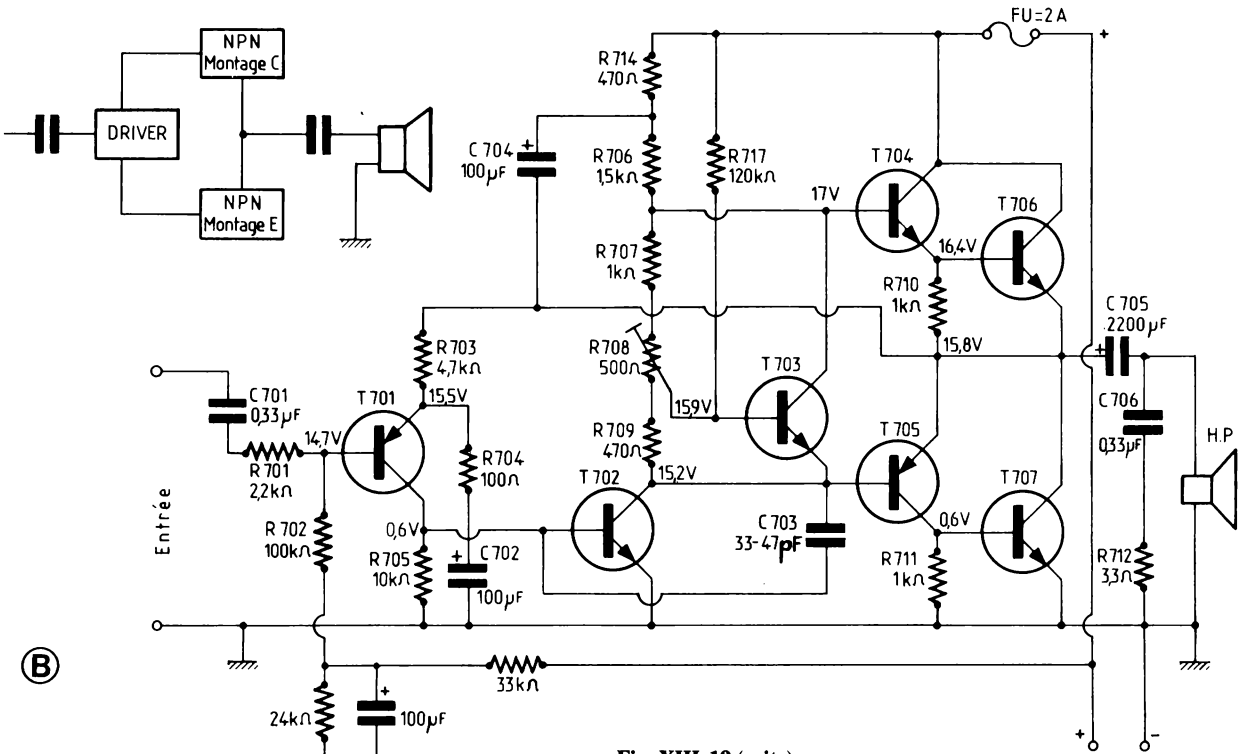


Fig. XIII-19 (suite)

B) Etages de sortie push-pull série NPN/NPN sans transformateur.

Le schéma de principe d'un montage push-pull série sans transformateur équipé de deux transistors NPN est représenté sur la figure en B. Dans ce schéma, l'un des transistors est à collecteur à la masse et l'autre à émetteur à la masse. Parmi les avantages, nous relevons : bonne réponse en fréquence ; amplification bonne, quoiqu'un peu moins élevée que dans le montage avec transformateur ; faible distorsion. Pour une tension collecteur nominale donnée des transistors de sortie, la tension d'alimentation peut être deux fois plus élevée que dans le montage à transformateur.

Ce montage permet d'obtenir des puissances de sortie élevées.

Cependant les points de fonctionnement et la compensation des variations de température sont un peu plus difficiles à régler. Le courant driver est plus élevé que dans les amplificateurs à transformateur d'attaque ; une augmentation supplémentaire de ce courant (de l'ordre de deux fois) est liée à la suppression du transformateur de sortie. Le courant driver plus élevé entraîne une charge un peu plus grande de la source d'alimentation. Les transistors de sortie doivent présenter un gain important.

Il s'agit là certainement du montage le plus employé, le plus répandu, et sur la figure XIII-19 en B à droite, nous indiquons le schéma d'un amplificateur de ce type. Les transistors préconisés sont : T707 = BC557, T702 = BC547, T703 = T704 = BC337, T705 = BC327, T706 = T707 = 2N6099. On ajuste le courant de repos de l'étage final (T706 – T707) à 20 mA par R708.

C) Etage push-pull série NPN/PNP (ou PNP/NPN) sans transformateur.

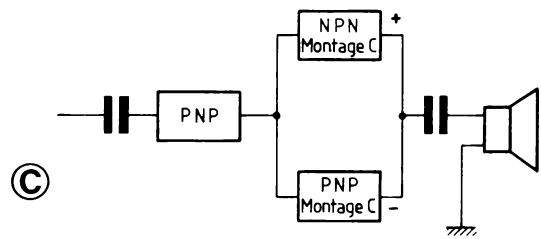


Fig. XIII-19 (suite)

La figure, en C, représente le schéma de principe d'un étage push-pull NPN/PNP. Les deux transistors de sortie de types complémentaires sont utilisés en montage collecteur à la masse (au point de vue BF), ce qui réduit les difficultés du couplage. Le montage collecteur à la masse fournit une amplification de puissance un peu plus faible, mais est particulièrement insensible du point de vue de l'appariement.

Pour une même tension collecteur nominale des transistors de sortie, la tension d'alimentation peut être double de celle du montage standard à transformateurs.

Le gain en courant des transistors de sortie doit être élevé.

Naturellement, dans le cas d'un étage de sortie à transistors complémentaires PNP/NPN, ces derniers sont utilisés en montage E (émetteur commun).

Ce montage est simple, facile, de bonne qualité et peu onéreux.

Considérations générales sur les étages de sortie sans transformateur en montage push-pull série.

Les amplificateurs basse fréquence à étage de sortie NPN/NPN et à étage de sortie complémentaire symétrique (PNP/NPN) présentent les points communs suivants :

L'étage driver est déterminant pour la tension de commande des transistors de sortie. Pour disposer d'une tension aussi voisine que possible de la tension d'alimentation pour la commande, la tension de saturation du transistor driver et la chute de tension aux bornes de la résistance d'émetteur doivent être faibles.

Au contraire des amplificateurs BF à étage de sortie parallèle, les deux transistors de sortie des amplificateurs à sortie push-pull série sans transformateur ne disposent, sur leur collecteur, que de la moitié de la tension d'alimentation. Pour une même puissance de sortie, on a donc des courants collecteurs doubles, et par conséquent des courants de base au moins deux fois plus élevés.

Le courant driver nécessaire pour la commande doit donc présenter une valeur au moins double. Dans le cas du couplage du driver par transformateur, on obtiendrait un transfert de puissance notablement plus favorable, et ainsi une valeur relativement faible du courant driver.

A l'inverse de ce qui se passe pour un étage push-pull classe B avec transformateur de sortie, la tension d'alimentation peut ici être égale à la tension collecteur maximale admissible. En d'autres termes, la tension d'alimentation peut être deux fois plus grande pour des transistors identiques.

Une certaine puissance est dissipée dans les résistances d'émetteur des transistors de sortie ; ces résistances ne peuvent toutefois pas être supprimées

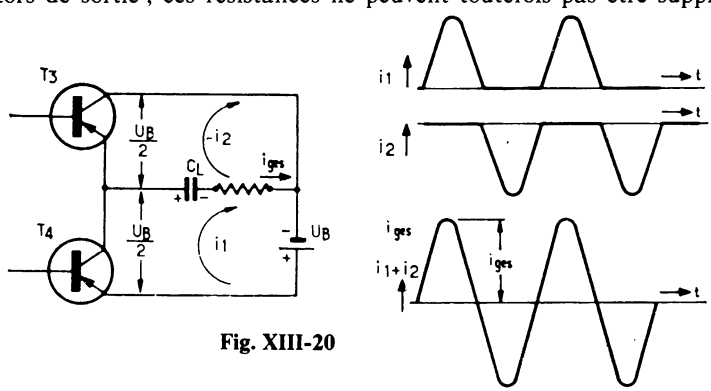


Fig. XIII-20

pour des raisons de stabilité thermique. Elles assurent en outre avec la résistance de sortie une linéarisation des caractéristiques des transistors. La figure XIII-20 représente, à gauche, un schéma simplifié de l'étage de sortie. La source d'alimentation U_B est branchée entre l'émetteur du transistor T_4 et le collecteur du transistor T_3. Le condensateur de sortie C_L est chargé par le courant i_1 durant la demi-alternance pendant laquelle T_4 est saturé.

Pendant la commande de T_3, c'est l'énergie emmagasinée dans le condensateur C_L qui fournit seule le courant i_2. La capacité de C_L doit par suite être suffisamment grande pour qu'il n'apparaisse pas, même aux fréquences basses, de variations trop importantes des tensions de charge et de décharge. Ces variations conduiraient en effet à des distorsions notables du signal de sortie aux basses fréquences.

La figure indique, à droite, la production du courant alternatif de sortie dans le cas d'un amplificateur push-pull classe B sans transformateur.

●

Signalons également qu'il est tout à fait possible de construire un amplificateur BF à l'aide d'un simple circuit intégré ; en effet, il existe des circuits intégrés spécialement conçus pour de telles réalisations. C'est ainsi que la figure XIII-21 représente un amplificateur BF d'une puissance de 10 W sur

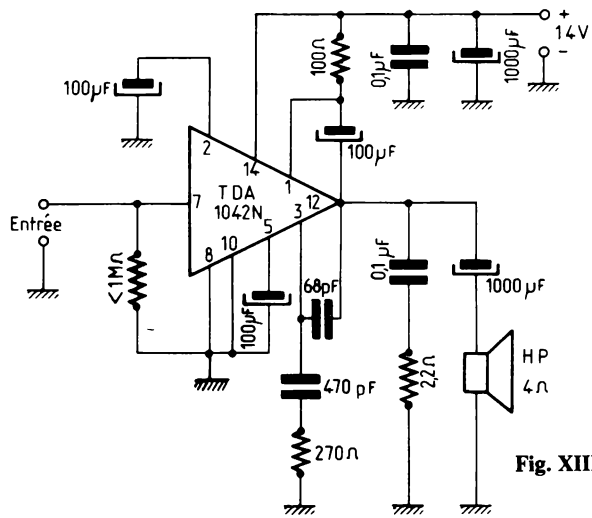


Fig. XIII-21

un haut-parleur de 4 Ω pour une utilisation sous 14 V. On utilise ici un circuit intégré type TDA1042 N (muni d'un radiateur) comportant un dispositif auto-protecteur interne. L'impédance d'entrée est très élevée (de l'ordre de 50 MΩ), mais on la réduit par une résistance shunt inférieure à 1 MΩ. Le gain en tension est de 46 dB et la bande passante s'étend de 40 Hz à 20 kHz à – 3 dB.

Une caractéristique essentielle de tout étage amplificateur BF de puissance est sa puissance modulée P_m (qu'il ne faut pas confondre avec la puissance d'alimentation P_a) ; en fait, P_m n'est qu'une fraction de P_a.

Le rapport P_m/P_a détermine le rendement de l'étage final.

La puissance modulée est la puissance développée par la composante alternative BF du circuit final. Nous avons donc :

$$P_m = E_m \times I_m$$

ou encore :

$$P_m = Z \times I_m^2$$

E_m = tension efficace BF aux bornes du circuit de charge (généralement : haut-parleur).

I_m = intensité efficace BF dans le circuit de charge.

Z = impédance de la charge.

●

La reproduction des disques

La reproduction des disques est effectuée par une cellule phonocaptrice souvent appelée « pick-up ».

Le pick-up reproduit donc, par l'intermédiaire d'un amplificateur BF et d'un haut-parleur, la parole, la musique ou le chant enregistrés sur un disque. Le pick-up à proprement parler – ou lecteur de disque – transforme les oscillations mécaniques gravées sur le disque en oscillations électriques rigoureusement correspondantes. Ces oscillations électriques étant de faible amplitude sont appliquées à l'entrée d'un amplificateur BF.

Examinons tout d'abord le pick-up magnétique. Le principe, nous disons bien le *principe,* d'une telle cellule est représenté sur la figure XIII-22... car, bien entendu, chaque constructeur apporte plus ou moins de variantes dans la conception de sa fabrication.

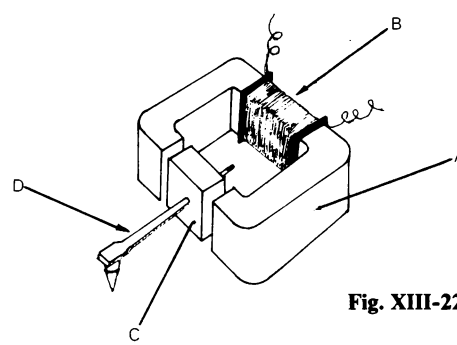


Fig. XIII-22

Nous avons un aimant A sur lequel se trouve une bobine B comportant un assez grand nombre de spires. Dans l'entrefer de cet aimant, s'intercale une plaquette de fer doux C qui est liée à la pointe de lecture D. Tout mouvement, toute vibration de la plaquette C déformera les lignes de force magnétique dans l'entrefer, ce qui entraîne des variations du flux magnétique à l'intérieur de l'aimant ; ces variations engendrent à leur tour un courant électrique variable correspondant dans le bobinage.

Les cellules magnétiques de ce principe portent aussi parfois le nom de pick-up à réluctance variable.

Si l'on inverse les éléments, c'est-à-dire si la pièce C est un aimant et si la pièce A est un barreau de fer doux, les résultats sont les mêmes et nous avons une cellule appelée « magnétodynamique ».

Enfin, la pièce A peut être un aimant, mais nous avons le bobinage enroulé autour de la pièce C ; il s'agit alors d'une cellule dite « électrodynamique ».

Le type plus répandu des cellules de la classe « magnétique » est celui que nous avons représenté sur la figure XIII-22.

Pour la stéréophonie, le pick-up comprend deux systèmes commandés par une même pointe de lecture.

La tension moyenne induite dans la bobine B est de l'ordre de 0,1 V (voire moins), et on l'applique à l'entrée de l'amplificateur BF.

Du fait du poids relativement élevé de ce pick-up (aimant permanent), la pression exercée sur le disque serait assez importante (d'où usure des disques) ; aussi bien, cette pression est-elle réduite et ajustée à la valeur requise à l'aide d'un contrepoids situé sur le bras.

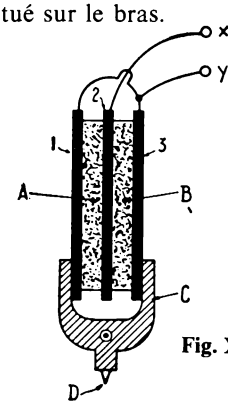


Fig. XIII-23

Le pick-up piézoélectrique ou pick-up à cristal repose sur le principe suivant (fig. XIII-23) : Nous avons deux lamelles de cristal (sel de Seignette) A et B ; on obtient un cristal bimorphe. Ces lamelles sont intimement liées à trois armatures métalliques 1, 2 et 3. Les armatures 1 et 3 sont connectées ensemble. Cet ensemble très homogène est enserré dans les branches d'une fourchette C portant une aiguille ou un saphir D. Une différence de potentiel

alternative proportionnelle aux pressions (vibrations) de la fourchette C sur le cristal apparaît aux bornes x y.

Le principe du pick-up céramique est sensiblement le même, sauf qu'il s'agit d'une céramique piézoélectrique (moins sensible aux variations hygrométriques de l'air).

●

Les magnétophones

Nous ne nous étendrons pas exagérément sur l'enregistrement et la reproduction magnétique. Mais, avec le développement pris par ce procédé, il serait impensable que nous passions le sujet complètement sous silence.

Dans un magnétophone, une bande magnétique défile devant des têtes magnétiques (sortes de petits électro-aimants), bande qui, lors de l'enregistrement, voit son aimantation modifiée en fonction du champ magnétique variable produit par les courants BF appliqués à la tête « enregistrement ». Lors de la reproduction, une tête « lecture » est le siège de courants BF induits qui sont fonctions de l'aimantation rémanente de la bande défilant devant elle.

La bande magnétique est formée d'un support en matière synthétique sur lequel a été déposé un enduit à base d'oxyde de fer en poudre. Dans un dispositif magnétique, la caractéristique qui donne l'induction en fonction du champ n'est pas totalement linéaire ; la partie linéaire se situe à peu près à mi-chemin entre le zéro et la saturation. En conséquence, à l'enregistrement, si l'on veut une induction proportionnelle au champ magnétique (donc aux courants BF), il faut situer le point de fonctionnement dans cette région linéaire moyenne ; c'est le rôle de la prémagnétisation qui est effectuée à l'aide d'un courant alternatif HF (donc inaudible) créé par un oscillateur, et que l'on superpose aux courants BF normaux d'enregistrement.

Une bande magnétique enregistrée peut être « effacée » ; pour cela, elle défile devant une tête magnétique d'effacement parcourue par un courant alternatif HF, en général provenant de l'oscillateur précédemment cité, mais courant HF d'intensité élevée.

En règle générale, lors d'un enregistrement, la bande passe d'abord devant la tête d'effacement, puis devant la tête d'enregistrement ; l'effacement préalable est donc automatique. Lors de la reproduction, les circuits de prémagnétisation et d'effacement sont évidemment hors service.

Selon les types d'appareils, sur la largeur de la bande, on peut inscrire soit deux pistes, soit quatre pistes, voire davantage.

Au point de vue mécanique, le dispositif d'entraînement doit assurer un défilement de la bande magnétique à vitesse linéaire rigoureusement constante. Trois vitesses standardisées ont été retenues : 19 – 9,5 et 4,75 cm/s. Par ailleurs, le système mécanique assure un rebobinage accéléré (à grande vitesse) de la bande après enregistrement ou après lecture.

Nous devons également citer les simples lecteurs de bande ou lecteurs de cassette (bande magnétique présentée en cassette). Ces appareils n'ont pas

droit au titre de magnétophone, car ils ne permettent pas l'enregistrement ; ils sont seulement destinés à la reproduction des bandes magnétiques pré-enregistrées désormais vendues dans le commerce. Naturellement, dans un tel appareil lecteur de bande, seuls sont présents les circuits électroniques destinés à la reproduction. Les circuits d'enregistrement, de prémagnétisation et d'effacement n'existent pas.

§ 7. – L'adaptation des impédances

Sources et charges

Débutons par quelques mots sur les sources, les charges, et l'adaptation de leurs impédances. Qu'il s'agisse d'une antenne de télévision ou de FM, d'un haut-parleur, etc., il y a transfert d'une certaine puissance à effectuer ; ce n'est pas le même ordre de grandeur, c'est tout !

Le tube ou le transistor final d'un amplificateur BF constitue une source, et le primaire du transformateur de sortie est l'impédance de charge réelle qui lui est offerte (impédance de la bobine mobile du haut-parleur, le cas échéant modifiée, multipliée, par le transformateur). L'étage final d'un émetteur HF ou VHF constitue une source dont la charge est l'antenne rayonnante. L'antenne réceptrice de TV ou de FM, ou VHF, du fait de l'énergie qu'elle capte, constitue une source dont la charge est l'étage d'entrée du récepteur faisant suite, etc.

Lorsque l'impédance de la source et l'impédance de charge sont égales, il y a adaptation correcte (« matchage » en franglais) et le transfert de la puissance est maximum de la source à la charge.

Cela se conçoit fort bien, car une source a rarement (du moins dans les cas qui nous intéressent ici) une résistance interne propre nulle.

Pour le démontrer, il suffit de se livrer aux petites expériences schématisées sur la figure XIII-24. En A, nous avons une source S quelconque dont la résistance interne propre est matérialisée par la résistance ρ (de 180 Ω) ; en circuit ouvert, aux bornes x y, nous avons par exemple une force électromotrice de 7,2 V. Nous avons dit que pour un transfert maximum de puissance, l'impédance de charge doit être égale à la résistance interne de la source. Aux bornes x y, connectons donc une résistance de 180 Ω égale à la résistance interne de la source ; cela est représenté en B. Le calcul montre que la puissance transmise est de 72 mW.

Si nous employons comme charge une résistance deux fois plus faible (90 Ω ; montage C) ou au contraire deux fois plus forte (360 Ω ; montage D), nous voyons bien que, dans les deux cas, l'énergie transmise à la charge est moindre (64 mW dans nos exemples).

Ce qui précède est particulièrement important dans l'adaptation des antennes, câbles, etc., sur les émetteurs HF ou VHF, ou sur les récepteurs VHF, TV, FM... Lorsque cette égalisation entre impédance de source et im-

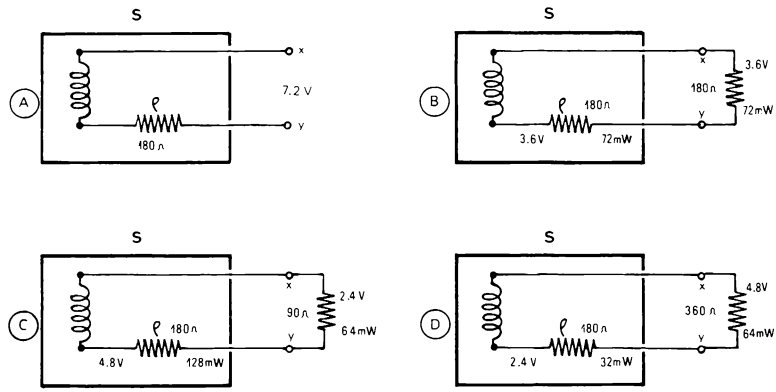


Fig. XIII-24

pédance n'est pas respectée, on conçoit aisément qu'il se produit un gaspillage déplorable d'énergie, soit de l'énergie reçue et à transmettre, soit de l'énergie à rayonner.

Le plus souvent, l'impédance de la charge est donnée et n'est pas facilement modifiable. En audio-fréquence, certains auteurs proposent d'ajouter une résistance en parallèle sur la source, ou en série avec la source (selon qu'il s'agit de diminuer l'impédance de la source, ou au contraire de l'accroître), afin de l'amener à égalité avec l'impédance de la charge. Certes, il y a adaptation des impédances lorsque la valeur de la résistance ajoutée est correcte... mais cela n'améliore pas la situation ! En effet, pour s'en convaincre, le lecteur pourra reprendre les expériences C et D précédentes. En ajoutant une résistance de 180 Ω en parallèle sur la source (expérience C), nous ramenons bien l'impédance de cette source à égalité avec l'impédance de la charge (90 Ω). D'autre part, dans l'expérience D, ajoutons une résistance de 180 Ω en série avec la source ; nous ramenons bien également l'impédance de cette dernière à égalité avec l'impédance de charge (360 Ω). Notons aussi que les pseudo-solutions peuvent être proposées différemment, à savoir : modification de l'impédance de la charge pour la rendre égale à celle de la source. En C, on ajouterait une résistance de 90 Ω en série avec la charge ; en D, on ajouterait une résistance de 360 Ω en parallèle sur la charge...

Mais, si le lecteur veut bien se donner la peine de faire les calculs, il verra que dans tous les cas et pour toutes les solutions, la puissance perdue dans la résistance additive est considérable et qu'il n'est jamais possible de retrouver les conditions favorables du cas de l'expérience B.

Une remarque intéressante est la suivante : En cas d'impossibilité ou d'incertitude dans l'égalisation des impédances de la source et de la charge, il est souvent préférable que l'impédance de la charge soit supérieure (et non pas inférieure) à l'impédance idéale requise. Prenons par exemple le cas d'un amplificateur BF à transistors sans transformateur de sortie prévu pour un haut-parleur de 8 Ω. On sait que ce genre de montage est assez souple et

relativement peu critique du point de vue impédance de charge. L'idéal est évidemment d'employer un haut-parleur de 8 Ω ; mais à défaut, il est préférable d'utiliser un haut-parleur de 15 Ω, et non pas un haut-parleur de 4 Ω, ce dernier risquant d'entraîner la destruction à plus ou moins long terme des transistors de l'étage final. Toutefois, du fait de l'utilisation d'une charge ayant une impédance différente de l'impédance optimale, la puissance va se trouver légèrement réduite ; en outre, on risque une altération de la réponse « amplitude/fréquence », voire des déformations.

Un autre exemple intéressant à citer se rencontre souvent aux entrées des amplificateurs BF. Supposons que nous possédions un microphone dont l'impédance de sortie est de 50 kΩ. Si l'on ne dispose pas d'une entrée microphonique ayant exactement cette impédance, il sera préférable de connecter ce microphone sur une entrée à 100 kΩ, par exemple, plutôt que sur une entrée à 20 kΩ. En effet, dans de tels cas, ce n'est pas tellement une question de transmission de puissance qui est demandée, mais une certaine tension BF nécessaire à l'entrée considérée du préamplificateur. Or, nous avons vu précédemment, avec l'expérience D, que lorsque l'impédance de la charge (entrée préampli) est supérieure à celle de la source (microphone), et bien que la puissance transmise soit moindre, la tension aux bornes augmente. Cela peut donc même être intéressant et apprécié dans certains cas particuliers. Néanmoins, du fait de la désadaptation incontestable des impédances, on ne perdra pas de vue que, comme dans l'exemple précédent, on risque une déformation de la bande passante de transmission, c'est-à-dire une altération de la courbe de réponse « amplitude/fréquence ». Aussi bien, lorsque l'écart entre les impédances est important, il ne faut donc pas hésiter à utiliser un étage supplémentaire adaptateur.

De toute manière, nous le répétons, lorsqu'il s'agit d'antennes HF (réception ou émission), d'antennes pour TV ou FM, il y a un transfert d'une certaine puissance à effectuer et il importe alors que toutes les impédances soient rigoureusement adaptées. Dans le cas contraire, il y a un gaspillage certain d'énergie... sans parler de la naissance des ondes stationnaires (puissance réfléchie) qui viennent tout perturber.

En règle générale, les adaptations d'impédances entre source et charge, entre deux circuits, entre deux étages, etc., sont effectuées par des transformateurs. En audio-fréquence, cette solution est bien connue ; mais elle est employée aussi en HF et en MF. Examinons des bobinages HF ou un transformateur MF pour transistors ; nous voyons toujours un enroulement secondaire comportant très peu de tours (par rapport au primaire), enroulement destiné à adapter l'impédance du circuit à l'impédance d'entrée relativement faible du transistor faisant suite. Notons que l'adaptation peut être faite aussi par une prise intermédiaire effectuée sur le bobinage accordé (genre autotransformateur).

Comme autre dispositif adaptateur d'impédances, indiquons au passage qu'en HF et VHF, on emploie souvent aussi le circuit en π dont les impédances d'entrée et de sortie peuvent se modifier par changement des valeurs des composants (en général, variation des capacités des condensateurs variables ou ajustables).

Ces notions d'impédances, de puissance maximum transmise, d'adaptation grâce au rapport entre les nombres de tours d'un transformateur, etc., peuvent être comparées d'une façon imagée à une automobile dont le moteur délivre son maximum de puissance à un certain nombre de tours par minute et auquel on adapte la charge par le truchement de la boîte de vitesses (transformateur à rapport mécanique variable)... ou bien encore à un jet d'arrosage disposant d'une certaine pression d'eau, dont on modifie la surface de l'orifice pour arroser plus ou moins loin.

L'impédance de charge des transistors BF

Dans un étage amplificateur BF final, la droite de charge, qui est une caractéristique dynamique, représente le déplacement du point figuratif du fonctionnement, c'est-à-dire l'état électrique instantané du transistor sur le réseau de ses courbes caractéristiques.

Cette droite de charge est déterminée et limitée :

a) par l'hyperbole d'équi-puissance ;

b) par la caractéristique I_c fonction de V_c pour $I_b = 0$;

c) par le coude de la caractéristique supérieure (celle qui correspond à I_b maximum) atteinte par la droite de charge.

Sur la droite de charge, si l'on considère que la tension BF instantanée varie entre une valeur maximale V_{max} et une valeur minimale V_{min}, la valeur moyenne de la variation sera :

$$\frac{V_{max} - V_{min}}{2}$$

ou, en valeur efficace (pour un signal sinusoïdal) :

$$\frac{V_{max} - V_{min}}{2\sqrt{2}} \qquad (1)$$

Il en est de même pour le courant pour lequel la valeur instantanée passe de I_{max} à I_{min} et dont la moyenne sera :

$$\frac{I_{max} - I_{min}}{2}$$

ou, en valeur efficace (pour un signal sinusoïdal) :

$$\frac{I_{max} - I_{min}}{2\sqrt{2}} \qquad (2)$$

Si nous multiplions la relation (1) par la relation (2), nous obtenons la puissance BF de sortie maximale P_s exprimée par :

$$P_s = \frac{(V_{max} - V_{min}) \times (I_{max} - I_{min})}{8}$$

Au passage, rappelons qu'en classe A, si nous appelons V_c la tension d'alimentation, nous avons :

$$\begin{aligned} V_{max} &= 2\,V_c \\ V_{min} &= 0 \\ I_{max} &= 2\,I_c \text{ repos} \\ I_{min} &= 0 \end{aligned}$$

relations très théoriques... parce qu'en pratique, V_{min} n'est jamais nulle, mais limitée par la tension de coude (environ 0,5 V) ; de même que V_{max} n'est jamais égale à $2\,V_c$ parce que la droite de charge rencontre la caractéristique $I_b = 0$ avant d'atteintre l'axe V_c. On pourrait encore ajouter la perte dans le dispositif stabilisateur en température (résistance du circuit d'émetteur, par exemple).

La détermination possible des droites de charge est cependant illustrée d'une façon simple par la figure XIII-25. Trois droites de charge sont tracées, tangentes à la courbe P_{max}, pour $V_1\ I_1$, $V_2\ I_2$ et $V_3\ I_3$. Dans tous les cas, la droite de charge doit évidemment rester inscrite à l'intérieur du quadrilatère déterminé par $V_{c\,max}$ et $I_{c\,max}$. En conséquence, dans notre exemple, seule la droite de charge correspondant à $V_2\ I_2$ peut être retenue.

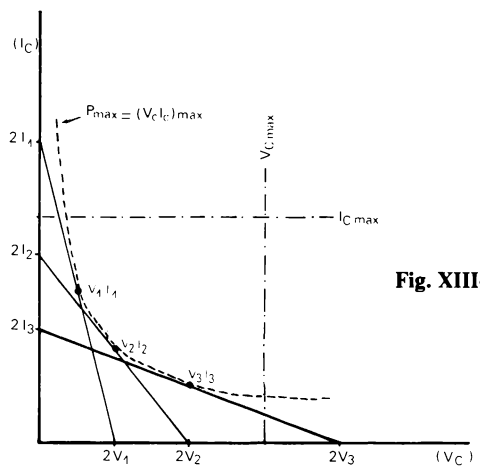


Fig. XIII-25

En revenant à nos précédentes relations, la charge optimale pourra être déterminée par l'un des quotients suivants :

$$\frac{V_{max} - V_{min}}{I_{max} - I_{min}}$$

ou :

$$\frac{(V_{max} - V_{min})^2}{8\,P_s}$$

Dans le cas d'un push-pull de transistors en classe A, comme impédance de charge, on peut la faire égale au quotient :

$$\frac{2\,V_C}{I_C}$$

Néanmoins, avec les transistors, le système le plus intéressant est évidemment le push-pull en classe B parce que la consommation est presque nulle en l'absence de signaux BF, et de toute façon proportionnelle à l'amplitude des signaux BF appliqués (volume sonore) ; d'où économie sur la consommation.

Dans ce cas, la valeur optimum de la charge peut être déterminée par le quotient :

$$\frac{2\,(V_C - V_{min})^2}{P_s}$$

Il convient de préciser ici que cette relation est valable dans le cas d'un montage push-pull classique (impédance de collecteur à collecteur) avec un transformateur de sortie (primaire à prise médiane). L'adaptation entre l'impédance de charge requise et l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur utilisé est effectuée par ce transformateur dont les caractéristiques doivent satisfaire à la relation :

$$k = \frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

dans laquelle nous avons :

k = rapport de transformation ;

N_p = nombre de tours du primaire ;

N_s = nombre de tours du secondaire ;

Z_p = impédance du primaire (charge) ;

Z_s = impédance du secondaire (bobine mobile du haut-parleur).

L'impédance de charge relativement basse nécessitée par les transistors fait que l'on cherche de plus en plus à se passer du transformateur adaptateur ; c'est le cas du montage push-pull classe B, dit sans transformateur de sortie. Dans ce système, les deux transistors de sortie sont montés en série : par exemple, l'émetteur du transistor supérieur est relié au collecteur du transistor inférieur, et c'est sur cette connexion commune que se trouve la charge, en l'occurrence la bobine mobile du haut-parleur. En pratique, au départ de cette connexion commune, nous avons un condensateur de très forte capacité (impédance négligeable par rapport à celle du haut-parleur pour la fréquence la plus basse à transmettre), puis la bobine mobile du haut-parleur dont l'autre extrémité aboutit à la masse (revoir le § 6 précédent).

Dans un montage de ce genre, les charges des deux transistors se trouvent confondues et placées en parallèle. De ce fait, la charge nécessaire est la moitié de celle calculée pour un seul transistor, au lieu d'être le double comme dans le cas d'un montage push-pull à transformateur. Par exemple, où il fallait une impédance de charge de collecteur à collecteur de 60 Ω avec le montage classique à transformateur, une impédance quatre fois moindre,

soit 15 Ω, convient pour le montage push-pull à transistors en série sans transformateur (cas de l'utilisation de transistors de même type). On conçoit donc bien que l'on puisse se passer de transformateur adaptateur et attaquer directement une bobine mobile de haut-parleur.

En outre, on se souviendra que dans un montage de ce genre, la valeur exacte de l'impédance de charge est peu critique (entre des limites raisonnables, évidemment) et que, si l'on ne dispose pas d'une impédance de charge rigoureusement égale à l'impédance requise, il est préférable qu'elle soit légèrement supérieure (petite perte de puissance, mais aucun risque pour les transistors).

§ 8. – L'amplification HF

On donne le nom d'amplificateur HF à tous les étages précédant la détection dans un récepteur de radio. On fait toutefois une différence entre les amplificateurs HF (1) permettant l'amplification des courants de fréquence réglable et les amplificateurs MF ou FI (moyenne fréquence ou fréquence intermédiaire) assurant l'amplification des courants à une fréquence fixe donnée (après le changement de fréquence). Mais comme le principe de ces amplificateurs est absolument le même, que la fréquence soit réglable ou fixe, nous les étudierons d'une façon générale au cours de ce paragraphe.

Les radiorécepteurs modernes pour la radiodiffusion sont maintenant tous à transistors, le collecteur d'ondes étant un cadre-ferrite incorporé. Le

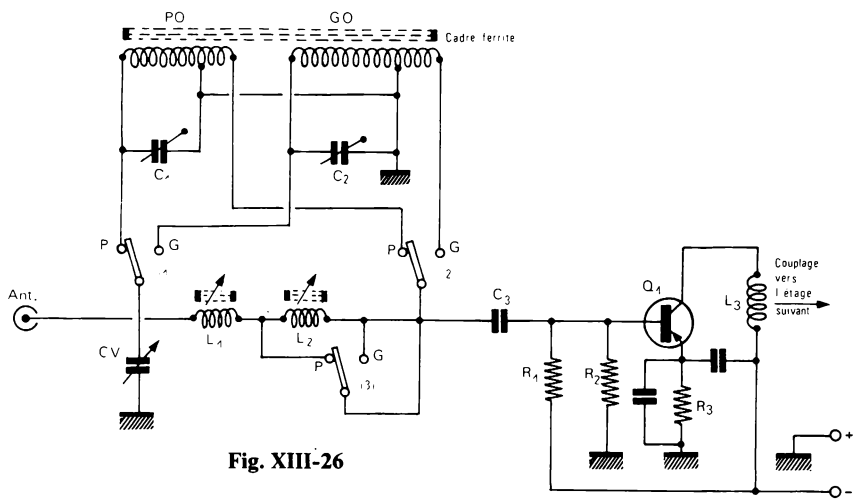


Fig. XIII-26

(1) On dit aussi RF (radio-fréquence).

schéma de la figure XIII-26 représente un montage de ce genre, schéma-type qui peut admettre de nombreuses variantes. Pour des raisons de simplification, le dessin ne comporte que deux gammes d'ondes.

Nous voyons le cadre-ferrite avec ses enroulements PO et GO, et les condensateurs d'appoint respectifs C_1 C_2. Une douille pour l'utilisation éventuelle d'une antenne est toutefois prévue (cas d'une antenne automobile, par exemple) ; les bobines L_1 L_2 à noyaux réglables permettent le couplage sans provoquer de déréglage important du circuit d'accord normal (cadre-ferrite).

Les commutations de changement de gamme agissent sur les circuits accordés du cadre-ferrite (commutation 1 pour le condensateur variable CV), sur les bobines de couplage du cadre-ferrite (commutation 2) et sur les bobines de couplage pour l'antenne éventuelle (commutation 3). Naturellement, ces commutations peuvent être plus complexes s'il y a d'autres gammes d'ondes, et de toutes façons, elles sont communes avec les commutations des étages faisant suite. Il en est de même pour le condensateur variable CV qui est une case jumelée avec celles des autres condensateurs variables des étages suivants.

Le condensateur C_3 effectue la liaison sur la base du transistor amplificateur Q_1, base qui est polarisée par les résistances R_1 et R_2. La résistance de stabilisation d'émetteur est R_3 ; enfin, la bobine L_3 permet d'effectuer la liaison à l'étage faisant suite.

●

Calcul des amplificateurs HF (ou MF) à transistors

Dans cet exposé, nous allons montrer comment déterminer le plus facilement possible les éléments d'un tel amplificateur.

On connaît les impédances d'entrée et de sortie du transistor employé et son admittance de transfert. On s'impose, de plus, le gain total et la fréquence centrale d'utilisation. La largeur de bande globale est fixée en fonction de la modulation utilisée. Il s'agit alors de déterminer le nombre d'étages et le transformateur interétage.

Sur la figure XIII-27, nous avons représenté le schéma général d'un étage HF, ainsi que son schéma équivalent (au-dessus).

Soit g_{s1} et C_{s1} l'admittance et la capacité de sortie du transistor T_1, et g_{e2} et C_{e2} l'admittance et la capacité d'entrée du deuxième transistor T_2. Le transformateur intermédiaire possède une admittance propre g_o, fonction de la qualité du circuit utilisé et de sa self-induction L_o.

Ramenons les impédances complexes d'entrée et de sortie des transistors T_2 et T_1 du côté de l'enroulement total n_T du transformateur. Le schéma équivalent de l'ensemble est donc celui de la figure XIII-28.

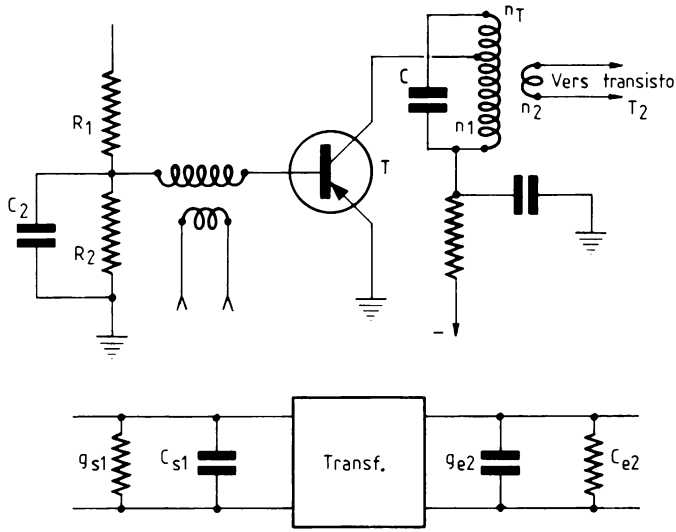


Fig. XIII-27

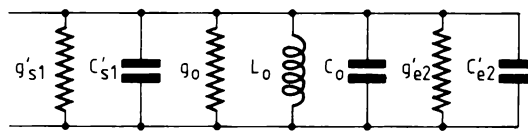


Fig. XIII-28

On a les relations suivantes entre les impédances réelles et les impédances ramenées :

$$\begin{cases} \dfrac{n_1}{n_T} = \sqrt{\dfrac{g'_{s1}}{g_{s1}}} & \dfrac{n_2}{n_T} = \sqrt{\dfrac{g'_{e2}}{g_{e2}}} \\ g'_{s1} = g_{s1}\left(\dfrac{n_1}{n_T}\right)^2 & g'_{e2} = g_{e2}\left(\dfrac{n_2}{n_T}\right)^2 \\ C'_{s1} = C_{s1}\left(\dfrac{n_2}{n_T}\right)^2 & C'_{e2} = C_{e2}\left(\dfrac{n_1}{n_T}\right)^2 \end{cases}$$

L'admittance totale g_T et la capacité totale C_T appliquées aux bornes du circuit L_oC_o s'écrivent respectivement :

$$\begin{cases} g_T = g'_{s1} + g_o + g'_{e2} \\ C_T = C'_{s1} + C_o + C'_{e2} \end{cases}$$

On doit réaliser l'accord lorsque :

$$L_o\, C_T\, \omega^2 = 1.$$

Le coefficient de qualité Q_o du circuit est déterminé au « Q mètre » ; on en déduit :

$$g_o = \frac{1}{Q_o L_o\, \omega}$$

Supposons connue la largeur de bande à 3 dB, largeur que nous appellerons ici β. Le Q en charge est donc :

$$Q = \frac{f}{\beta}$$

Cela signifie que l'on a pour valeur l'admittance totale :

$$g_T = \frac{1}{Q\, L_o\, \omega}$$

Le rapport $g_o/g_T = Q/Q_o$ est donc parfaitement déterminé ; d'où la valeur de la conductance totale ramenée aux bornes du circuit oscillant :

$$g_T = g_o \frac{Q_o}{Q}$$

Lorsque l'adaptation est effective, les relations liant les nombres de spires au primaire et au secondaire du transformateur, ainsi que les admittances d'entrée et de sortie, sont les suivantes :

$$\begin{cases} \left(\dfrac{n_1}{n_2}\right)^2 = \dfrac{g_{s1}}{g_{e2}} \\ g'_{s1} = g_{s1} \left(\dfrac{n_1}{n_T}\right)^2 \\ g'_{e2} = g_{e2} \left(\dfrac{n_2}{n_T}\right)^2 \\ g_T = g_o + g'_{s1} + g'_{e2} \end{cases}$$

On en tire :

$$\begin{cases} \dfrac{n_2}{n_T} = \sqrt{\dfrac{g_T - g_o}{2\, g_{e2}}} \\ \dfrac{n_1}{n_T} = \sqrt{\dfrac{g_T - g_o}{2\, g_{s1}}} \end{cases}$$

Si s est la pente du transistor en mA/V, le gain maximum en puissance d'un étage a pour valeur :

$$G_p = \frac{|s|^2}{4\, g_{1e}\, g_{1s}} \left[1 - \frac{Q}{Q_o}\right]^2 = \frac{|s|^2}{4\, g_{1e}\, g_{1s}} \left[1 - \frac{\beta_o}{\beta/\text{étage}}\right]^2$$

Dans le cas où l'on dispose de k étages, la largeur de bande par étage s'exprime en fonction de la bande totale par la formule :

$$\text{bande/étage} = \frac{\text{bande totale}}{\sqrt{\sqrt[k]{2} - 1}}$$

On applique plus souvent la formule simple suivante :

$$\text{bande/étage} = 1{,}2 \times \sqrt{k} \times \text{bande totale à 3 dB.}$$

La valeur k du nombre d'étages est déterminée approximativement en fonction du gain de puissance désiré par la relation :

$$(G_{p\ \text{total}})_{\text{dB}} = k\ (G_p\ \text{étage})_{\text{dB}}$$

Etant donné que le gain est lié à la largeur de bande, après avoir choisi la valeur approchée de k, la valeur exacte du nombre d'étages est obtenue par approximations successives.

Nous pouvons également déterminer les impédances d'entrée et de sortie.

Nous supposons connue la valeur du coefficient de qualité du circuit ($L_o\, C_o\, \omega^2 = 1$).

Soit :

$$Q_o = \frac{f}{(\Delta f)_o} \text{ et } g_o = \frac{1}{Q_o\, L_o\, \omega}$$

$(\Delta f)_o$ est la largeur de bande à 3 dB.

En introduisant directement ce circuit dans le collecteur du transistor utilisé, on note que le Q mesuré à l'aide du générateur HF devient :

$$Q' = \frac{f}{(\Delta f)'}$$

ce qui signifie que l'admittance de sortie du transistor g_s est telle que :

$$g_s + g_o = \frac{1}{Q' L_o\, \omega} = g_o \frac{Q_o}{Q'}$$

$$g_s = g_o \left(\frac{Q_o}{Q'} - 1 \right) = \frac{1}{Q_o\, L_o\, \omega} \left(\frac{Q_o}{Q'} - 1 \right)$$

Cela implique la connaissance de la valeur de la bobine L_o déterminée au préalable au « Q mètre ». Un processus identique peut être utilisé pour déterminer l'impédance d'entrée du transistor en HF. Cependant, nous préconisons de choisir comme critère d'adaptation le fait que la tension de sortie du transformateur à vide est double de celle correspondant à une adaptation correcte.

§ 9. – La bande passante d'un amplificateur

La bande passante d'un amplificateur, c'est la largeur de la bande de fréquence susceptible d'être transmise par cet amplificateur et à l'intérieur de laquelle les signaux seront amplifiés sans aucune altération (1). On conçoit donc que la bande passante nécessaire dépend non seulement des fréquences proprement dites à transmettre, mais aussi de la nature et de la forme des signaux à amplifier.

(1) On a toutefois l'habitude d'admettre une atténuation d'amplitude de – 3 dB.

Cette notion de largeur de bande a déjà été abordée au cours du § 3 du chapitre VIII, notamment avec le couplage « tesla » ou filtre de bande, ainsi qu'au paragraphe précédent.

Nous n'avons souvent considéré qu'un signal sinusoïdal, lequel ne peut guère nous renseigner que sur son amplitude, sa fréquence et sa phase ; c'est peu...

Il est donc tentant d'examiner les possibilités d'un montage en traitant simultanément un très grand nombre de signaux sinusoïdaux, chacun ayant une fréquence, une phase et une amplitude. On représente cette collection de signaux par un spectre dont la figure XIII-29 montre l'allure.

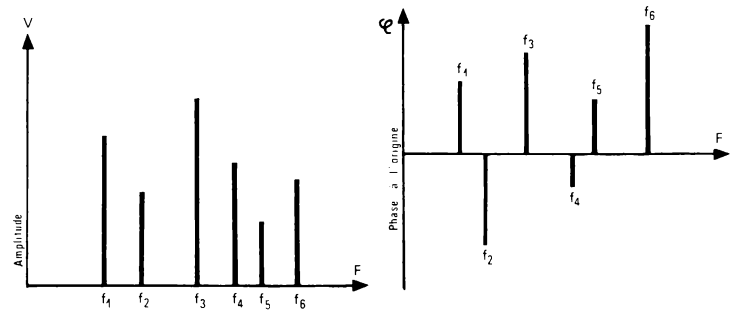


Fig. XIII-29

Le signal total que nous pouvons observer, par exemple sur un oscilloscope, aura une forme très compliquée ; il ne sera évidemment pas sinusoïdal, mais transportera beaucoup d'informations. Construire le signal en faisant la somme des fonctions sinusoïdales, c'est faire la synthèse du signal. C'est une opération mathématique difficile, mais physiquement très simple, puisqu'il suffit de disposer d'autant de générateurs sinusoïdaux que de fréquences, de mélanger ces signaux, et enfin d'observer le résultat sur un oscilloscope.

La durée de la variation de l'amplitude est liée à l'écart des fréquences occupées par le spectre par la relation :

$$\Delta T = \frac{1}{f_2 - f_1} = \frac{1}{\Delta f}$$

En général :

$$\Delta T \times \Delta f \simeq 1$$

Si l'on désire que l'amplitude varie rapidement, il faut que les fréquences soient étalées sur le spectre : rapidité du signal correspond à élargissement du spectre. Nous comprenons maintenant la nécessité de la largeur de bande d'un montage donné. Comme nous désirons, en général, traiter une « information », et non pas un seul signal sinusoïdal, nous pouvons dire que nous devrons traiter simultanément beaucoup de signaux sinusoïdaux. Si nous voulons conserver cette « information », il faudra que toutes les fréquences soient

traitées de la même façon ; nous chercherons donc une courbe de bande passante qui soit très plate dans la bande utile (celle où il y a des fréquences à traiter). Il faut faire la synthèse d'un circuit dont la largeur de bande est imposée par le spectre de fréquences que l'on désire traiter, et qui soit aussi plate que possible à l'intérieur ; sinon, le signal sera déformé et l'information sera mal traitée.

En particulier, si le signal est rapide, il faudra une largeur de bande considérable. Exemple : si l'on désire un signal dont la durée θ soit de l'ordre de la microseconde, il faut laisser passer des fréquences dans une bande de l'ordre du mégahertz, puisque le produit $\Delta f \times \theta$ est de l'ordre de 1. Encore que ceci soit purement théorique... car dans la pratique, on est obligé d'utiliser des amplificateurs ayant une bande passante très nettement supérieure (cas des amplificateurs des oscilloscopes, par exemple).

Il faut maintenant examiner comment on détermine la largeur de bande nécessaire pour un signal imposé. On doit, théoriquement, déterminer le spectre de ce signal en faisant l'analyse pour chercher quelles sont les sinusoïdes qu'il faut ajouter les unes aux autres pour obtenir ce signal... C'est une opération mathématique difficile, qui porte le nom d'analyse de Fourier (1). Nous n'entrerons pas ici dans les détails, nous bornant à affirmer la possibilité de passer de la représentation temporelle du signal f(t) – ce que l'on voit sur un oscilloscope – à la représentation spectrale, telle que celle de la figure XIII-29. Un signal étant connu, il est possible de connaître son spectre de fréquence, et, par conséquent, la largeur de bande nécessaire pour le traiter, l'amplifier...

●

Nous avons remarqué que, dès qu'il s'agit d'un phénomène alternatif, beaucoup trop de techniciens pensent courant sinusoïdal. Ou s'ils ne pensent pas courant sinusoïdal, ils essaient néanmoins de raisonner, d'agir, voire de calculer, comme s'il s'en agissait d'un. Cela conduit évidemment à des erreurs grossières suivies d'amères déceptions, car il faut bien comprendre qu'un phénomène quelconque peut fort bien être alternatif sans pour autant être de forme sinusoïdale ; il peut même s'en éloigner beaucoup ! C'est par exemple le cas de tous les signaux complexes, de tous les phénomènes transitoires et périodiques, en régime impulsionnel, etc. D'autre part, tout signal alternatif n'est pas forcément, non plus, symétrique par rapport à l'axe « zéro ».

Prenons le cas simple et courant d'un radiorécepteur ou d'un téléviseur. Sauf ce qui concerne les oscillations locales du changement de fréquence (approximativement sinusoïdales) et le courant d'alimentation issu du secteur électrique, on peut dire que nulle part nous n'avons affaire à des tensions de forme sinusoïdale. Ce ne sont que signaux complexes (signaux modulés en amplitude ou en fréquence ; signaux d'audio-fréquence), dents de scie, impulsions, etc.

(1) Voir chapitre V, § 3.

Néanmoins, pour la clarté de notre exposé, il nous faut revenir encore une fois à ce bon vieux signal sinusoïdal, vu précédemment avec la figure V-3.

Rappelons que toutes les relations vues au chapitre V, § 2 et 3, ne sont valables que dans le cas d'un signal sinusoïdal de forme sin ($\omega t + \varphi$).

Hélas, nous l'avons dit, la sinusoïde n'existe guère qu'en mathématiques. L'application des relations précédentes (et de beaucoup d'autres établies à partir d'une variation sinusoïdale théorique) conduit à des conclusions encore acceptables en pratique lorsque les variations des tensions (ou des courants) ne s'éloignent pas trop de la forme sacro-sainte de la sinusoïde ; mais elle échoue lamentablement dans l'étude des régimes transitoires ou de tous phénomènes périodiques non sinusoïdaux.

Dans le cas d'un phénomène alternatif complexe, non sinusoïdal, il y a naturellement aussi des valeurs appelées V_{max}, V_{eff} et V_{moy}. La figure XIII-30 où nous avons représenté un phénomène alternatif quelconque (et non symétrique) illustre ce que nous venons de dire. Mais ces grandeurs ne peuvent plus être liées par les relations simples que nous avons vues précédemment. Les relations qui les lient et les définissent font appel au calcul intégral, ce qui sort de cet exposé.

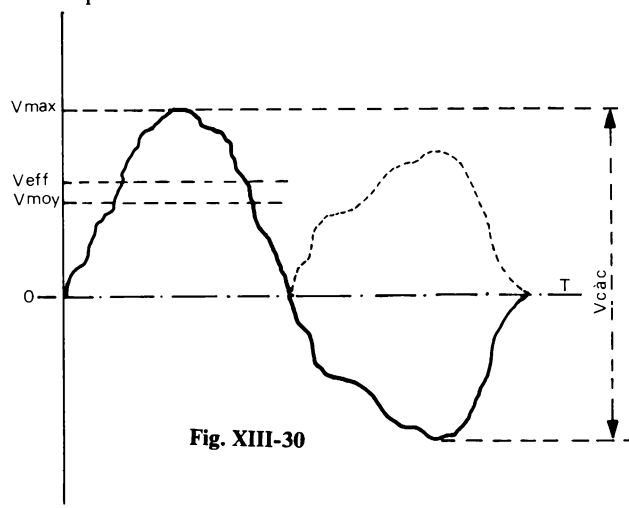


Fig. XIII-30

Avec les signaux alternatifs complexes, une notation fréquemment employée est la tension de crête à crête (V c à c sur la figure). Cette notation se définit par elle-même ; c'est la tension globale exprimée en volts allant d'une crête à l'autre sans tenir compte du niveau zéro.

Naturellement, cette notation peut aussi s'appliquer dans le cas des signaux sinusoïdaux où l'on a simplement :

$$V_{c\,à\,c} = V_{max} \times 2$$

Mais, nous le répétons, elle est surtout employée avec les signaux alternatifs complexes ; nous en reparlerons plus loin.

Examinons la figure XIII-31 ; nous avons représenté un cycle complet d'une tension sinusoïdale. Supposons tout d'abord qu'il s'agisse d'un courant alternatif à la fréquence du secteur (50 Hz) ; grâce à la formule $T = 1/F$, nous pouvons calculer la période d'un cycle de ce courant, c'est-à-dire le temps t_1. Nous avons :

$$t_1 = \frac{1}{F} = \frac{1}{50} \text{ de seconde,}$$

soit 20 millisecondes.

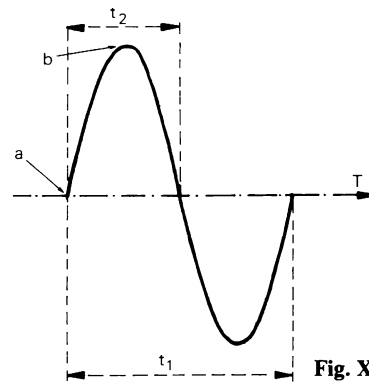


Fig. XIII-31

En conséquence, le temps t_2 nécessaire à l'établissement d'une alternance sera deux fois moindre, soit 10 ms ; le temps mis par le courant pour aller de a en b, c'est-à-dire pour passer de zéro à la valeur de crête, sera de 5 ms.

Supposons maintenant qu'il s'agisse d'une tension alternative sinusoïdale dont la fréquence est de 50 kHz. Par le même raisonnement et les mêmes calculs, nous trouverons que la période t_1 est de 20 microsecondes (μs), que le temps t_2 est de 10 μs. Mais il s'agit toujours d'une variation sinusoïdale.

Remplaçons donc cette tension sinusoïdale par une tension alternative de même fréquence (50 kHz), mais rectangulaire (fig. XIII-32). Il est évident que nous aurons toujours $t_1 = 20\ \mu s$ et $t_2 = 10\ \mu s$. Par contre, il est non moins évident que le temps mis par le courant pour passer de zéro à la valeur de crête, c'est-à-dire pour aller de a en b (ou inversement, pour passer de c à d) sera beaucoup plus court que dans le cas précédent. Cela veut dire :

a) qu'à fréquence égale, les signaux rectangulaires sont beaucoup plus difficiles à transmettre et à amplifier que les signaux sinusoïdaux ;

b) qu'un amplificateur attaqué par des signaux rectangulaires doit pouvoir respecter ce temps de montée excessivement petit ;

c) qu'il ne suffit pas de prendre la fréquence en considération, mais aussi la forme du signal.

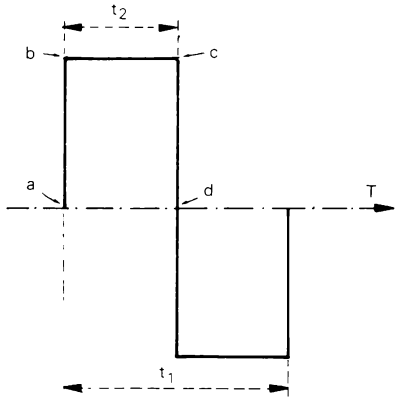


Fig. XIII-32

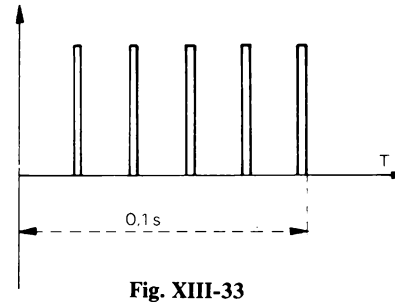


Fig. XIII-33

Sur ce dernier point, une petite explication nous fera mieux comprendre. On peut parfaitement supposer que nous disposons d'un générateur qui nous délivre 50 impulsions durant 1 seconde, chaque impulsion ayant une largeur de 100 μs. Ceci est illustré sur la figure XIII-33, où nous avons simplifié en ne représentant que 5 impulsions durant le temps correspondant de 0,1 seconde (ce qui revient au même) ; pour la clarté du dessin, l'échelle des temps n'est pas respectée pour la largeur des impulsions.

Nous sommes donc en présence d'un phénomène périodique à la fréquence de 50 Hz, comme dans le premier exemple que nous avons choisi et dans lequel la durée d'une alternance était de 10 ms. Par contre, pour la même fréquence choisie, la durée (ou largeur) d'une impulsion n'est plus ici que de 100 μs.

Ce n'est d'ailleurs pas tout... Bien que la largeur de l'impulsion soit, dans notre exemple, de 100 μs, il ne faut pas oublier le temps de montée (temps mis pour passer de zéro à la valeur de crête) qui, lui, ne peut être que de l'ordre de la microseconde (voire moins).

Cette dernière remarque est particulièrement importante et doit toujours être présente à l'esprit.

C'est la raison pour laquelle, nous le répétons bien, dans le cas de phénomènes non sinusoïdaux, la seule considération de la fréquence n'est pas suffisante ; il faut aussi tenir compte du temps de montée extrêmement court nécessaire à la bonne transmission (ou amplification) des phénomènes transitoires.

Une autre démonstration peut être faite : Examinons les signaux de la figure XIII-33 à l'oscilloscope. Si ce dernier possède un amplificateur vertical ayant un temps de montée trop long (c'est-à-dire finalement une bande passante insuffisante), sur l'écran nous ne verrons que les cinq points lumineux

situés aux crêtes ; le spot n'inscrira pas les flancs abrupts de montée et de descente des impulsions, bien que la fréquence de récurrence du phénomène soit relativement lente.

Notons cependant qu'un tel défaut peut avoir d'autres causes, telles que capacité d'entrée excessive et bande passante insuffisante propres au tube cathodique ; mais les qualités probablement médiocres de l'amplificateur vertical sont à redouter en premier lieu.

Pratiquement, pour la détermination de la bande passante requise d'un amplificateur vertical d'oscilloscope destiné à l'observation de signaux rectangulaires ou impulsionnels (du genre des figures XIII-32 et 33) ou, en général de signaux à fronts raides, il est d'usage d'appliquer la formule empirique suivante :

$$\Delta F = \frac{10}{t}$$

dans laquelle :

ΔF = largeur de la bande passante à – 3 dB (en MHz) ;
t = durée d'une demi-période ou durée d'une impulsion, selon le cas, (en microsecondes).

Un signal alternatif n'est donc pas forcément sinusoïdal ; il n'est pas nécessairement, non plus, symétrique par rapport à l'axe zéro. Nous l'avons vu dans le cas de la figure XIII-30, par exemple.

Dans cet ordre d'idée, d'autres cas fréquemment rencontrés sont ceux de l'observation des signaux en de nombreux points d'un téléviseur. La figure XIII-34 en est un exemple choisi parmi bien d'autres. La partie supé-

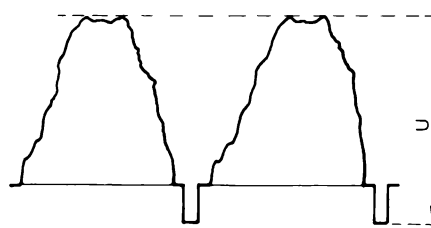


Fig. XIII-34

rieure représente les signaux vidéo, et la partie inférieure les signaux de synchronisation. De tels signaux sont généralement disponibles à la sortie de détection « image », et la notice technique de l'appareil nous dit, par exemple, que le réglage de la C.A.G. doit être tel que ces signaux aient une amplitude de 3 V de crête à crête. En d'autres termes, la hauteur totale U, sur notre dessin, doit correspondre à 3 V. Comment pouvons-nous mesurer cette amplitude avec la précision souhaitée ?

Le procédé le plus simple est d'utiliser un oscilloscope (dont l'amplificateur vertical a une large bande passante et un temps de montée court).

Les oscilloscopes possèdent une sortie de référence dite « 1 V crête à crête » ; le développement vertical de l'oscillogramme sur l'écran permet de

mesurer l'amplitude de crête à crête du signal (par rapport à la tension de référence de 1 V crête à crête).

Nous pensons que ces quelques renseignements et précisions auront apporté certains éclaircissements dans l'esprit de nos lecteurs. Si l'on veut bien réfléchir d'abord à la forme du courant alternatif auquel on a affaire, si l'on veut bien accorder beaucoup plus d'attention à la durée d'un phénomène transitoire ou au temps de montée d'une impulsion qu'à la fréquence de récurrence proprement dite, il est certain que de nombreuses déceptions ou erreurs seront évitées.

●

Les lignes de transmission

Nous ne citerons ici que les deux types de lignes les plus couramment utilisés : la ligne à conducteurs parallèles (fig. XIII-35, en A et B) et la ligne à conducteurs concentriques, ou ligne coaxiale (en C). En outre, pour la commodité du dessin, notre exposé sera fait avec la ligne à conducteurs parallèles ; mais il va de soi que tout ce qui est dit à son sujet s'applique in-extenso à la ligne coaxiale.

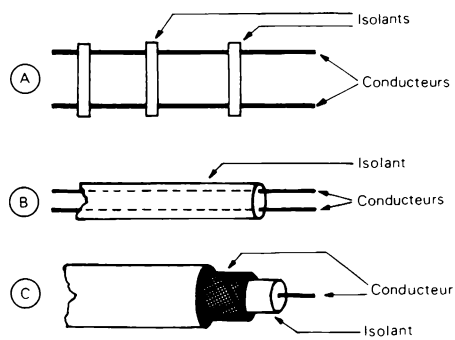


Fig. XIII-35

On peut chercher à établir l'équivalent électrique d'une ligne et c'est ce que représente la figure XIII-36. Une ligne à conducteurs parallèles se compose de deux fils régulièrement espacés selon des caractéristiques géométriques bien définies : diamètre des conducteurs et écartement de ces conducteurs.

Il nous faut considérer aussi la résistance ohmique R_o des conducteurs, leur inductance L, leur capacité C et la résistance d'isolement R_i entre conducteurs (ces deux derniers points dépendant du type et de la qualité de l'isolant) ; toutes ces grandeurs doivent être évaluées par unité de longueur. C'est ce que nous avons représenté en II, sur la figure. Puis, finalement, tout ceci peut être ramené à des impédances en série Z_s et en parallèle Z_p réparties par unité de longueur, comme nous le montrons en III.

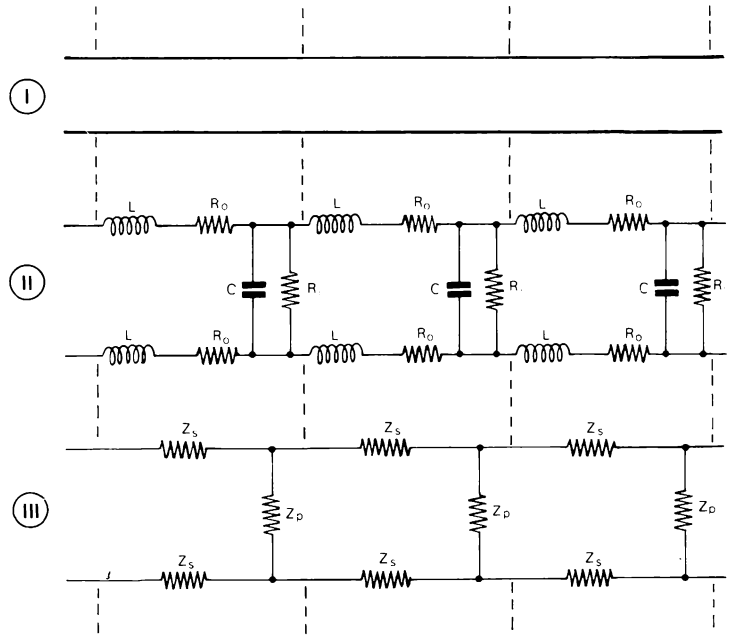


Fig. XIII-36

Dans la pratique, R_o est très faible et R_1 très grand ; nous pouvons donc négliger leur influence. Il va nous rester le coefficient de self-induction L et la capacité C (l'un et l'autre par unité de longueur).

Nous pouvons alors dire que l'impédance caractéristique Z_c d'une ligne est approximativement égale :

$$Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Les valeurs L et C étant des constantes de la ligne, l'impédance Z_c sera aussi une constante.

Cette impédance caractéristique peut donc être modifiée en agissant sur L ou sur C. C'est ainsi que, si l'on fait varier la section des conducteurs ou leur écartement, on fait également varier l'impédance caractéristique. Exemple : si l'on éloigne les conducteurs l'un de l'autre, la capacité C diminue et l'impédance caractéristique Z_c augmente.

Si nous avons insisté sur cette notion d'impédance caractéristique, en la précisant bien, c'est parce que finalement c'est une impédance qui est bien différente de celles que nous avons rencontrées jusqu'ici.

Si, à l'aide d'un générateur HF quelconque, nous alimentons une ligne dont l'autre extrémité est ouverte, c'est-à-dire ne débite sur rien, aucune

énergie n'est donc utilisée. Que se passe-t-il alors ? L'énergie va tout simplement rebrousser chemin où elle va rencontrer l'énergie qui continue à se diriger normalement vers le côté ouvert de la ligne. Cette énergie qui rebrousse chemin porte le nom de *puissance réfléchie.*

Bien sûr, il s'agit là d'un cas extrême. Au lieu de considérer la ligne ouverte, fermons-la sur une impédance quelconque. Si cette impédance utilisatrice est égale à l'impédance caractéristique de la ligne, tout se passe bien, et la totalité de l'énergie envoyée sur la ligne est utilisée. Par contre, si l'impédance de charge est différente de l'impédance caractéristique de la ligne, une partie seulement de l'énergie disponible est utilisée ; l'autre partie est refoulée en puissance réfléchie avec tous les ennuis que cela comporte.

Il y a évidemment gaspillage d'énergie ; mais, de plus, selon la phase des courants aller et retour, il y a, en certains points de la ligne, addition des deux courants, et, en d'autres points, soustraction des deux courants.

Dans le cas de la haute fréquence (HF, VHF ou UHF, évidemment), l'adaptation correcte des impédances est, comme en BF, un point capital. En émission, la source est l'émetteur ; puis nous avons la ligne, le câble (ou feeder) et enfin la charge utilisatrice qu'est l'antenne. En réception, la source est l'antenne ; puis nous avons le câble, et enfin la charge utilisatrice qu'est le récepteur. Les impédances des trois organes doivent être égales. Pour que tout se passe bien et que la ligne fonctionne correctement, il faut que cette dernière soit parfaitement adaptée à chacune de ses extrémités. Si l'impédance d'entrée du récepteur est de 75 Ω, il faut utiliser un câble de 75 Ω d'impédance caractéristique et une antenne présentant une impédance de 75 Ω également aux points de raccordement du câble.

Il existe de nombreux appareils, genre ponts de mesure, permettant de déterminer l'impédance d'une antenne ou l'impédance d'entrée d'un récepteur, d'évaluer le rapport d'ondes stationnaires sur un câble, etc.

§ 10. – Transmodulation et intermodulation dans les étages HF

Les caractéristiques non-linéaires d'un transistor (ou d'un tube) surchargé sont les causes de ces deux phénomènes indésirables dont le siège est généralement l'étage HF du récepteur.

Une première sorte de transmodulation, dite type A ou intermodulation, se manifeste, par exemple, lorsque deux émissions de fréquences différentes F1 et F2 donnent naissance, après passage dans l'étage amplificateur HF, à des fréquences résultantes F1 ± F2 qui se trouvent dans la bande de réception du récepteur considéré. De telles combinaisons peuvent se produire aussi entre les harmoniques des signaux fondamentaux F1 et F2.

Une seconde sorte de transmodulation, plus fréquente et plus gênante, dite type B, se manifeste de la façon suivante : Supposons un récepteur accordé sur un certain signal, que nous appellerons le signal désiré et qui est en général une onde entretenue modulée à fréquence audible (radiotéléphonie).

Un second signal, appelé, pour fixer les idées, le signal inutile, de fréquence différente de celle du premier (différence de l'ordre de 30 ou 50 kHz par exemple), arrive lui aussi sur le premier transistor HF. On suppose également que la sélectivité du système d'accord MF et la différence des fréquences des deux signaux considérés sont telles que, en l'absence du signal désiré, le signal inutile est inaudible. La transmodulation type B peut alors se manifester comme suit :

- Si le signal désiré apparaît sous la forme modulée (téléphonie), les deux modulations sont entendues à la fois.
- Si le signal désiré n'est pas modulé (simple onde porteuse), la modulation du signal inutile est entendue.
- Et redisons bien que, si la porteuse du signal désiré disparaît, toute audition du signal inutile voisin disparaît également.

Ce phénomène est très sensible au voisinage d'émetteurs puissants ou d'émetteurs éloignés mais arrivant avec un champ important, ainsi que lors de l'utilisation d'antennes relativement longues (surcharge du transistor d'entrée).

Il convient de noter tout de suite que, même en faisant intervenir ensuite des étages MF extrêmement sélectifs, rien ne pourra améliorer cette situation : transmodulation ou intermodulation subsisteront toujours.

Il faut aussi préciser que ces deux phénomènes sont très fréquents et plus particulièrement à redouter avec les étages HF équipés de transistors bipolaires ordinaires : surcharge rapidement atteinte sur des caractéristiques non-linéaires. A cela, il faut encore ajouter la richesse en harmoniques de l'oscillateur du changeur de fréquence (« effet de diode » du transistor), harmoniques importantes qui peuvent aussi, par battement, amener des réceptions indésirables (battement dont la fréquence résultante correspond à la valeur MF.)

Nous retiendrons donc que :

1° La transmodulation est essentiellement provoquée par les caractéristiques non-linéaires de l'étage amplificateur HF.

2° Le taux de la modulation indésirable transférée sur le signal désiré est proportionnel au carré de l'amplitude du signal perturbateur.

3° Ce même taux de modulation indésirable transférée sur le signal désiré est indépendant de l'amplitude de ce dernier.

Pour étudier ces phénomènes et voir ce qu'il était possible de faire en vue de leur réduction, cinq montages types d'amplificateurs HF à semi-conducteurs ont été réalisés et soumis aux essais (Electronics World 03/70). Ils sont représentés sur la planche XIII-37, successivement par les figures de 1 à 5.

Nous avons :

Figure 1 : Montage utilisant un transistor à jonction à effet de champ (JFET) type MPF106. Gain maximum pour C.A.G. = 0 V ; gain minimum pour C.A.G. = – 6 V.

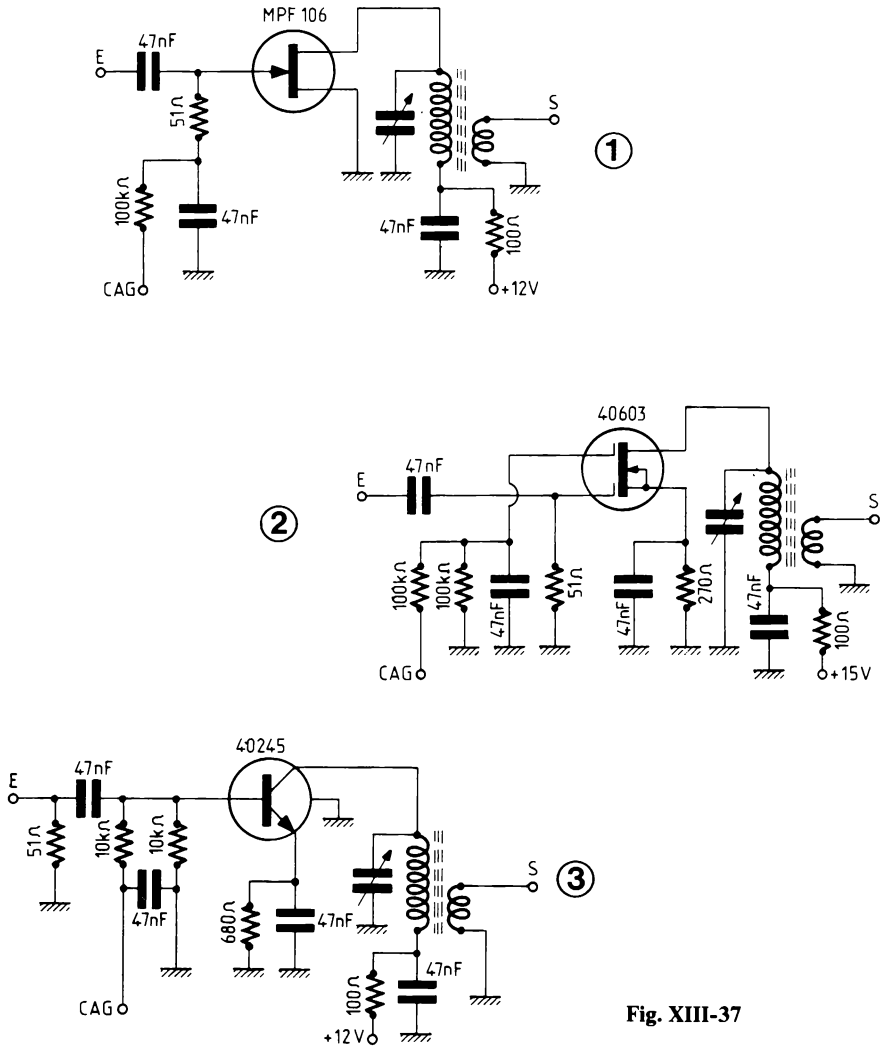
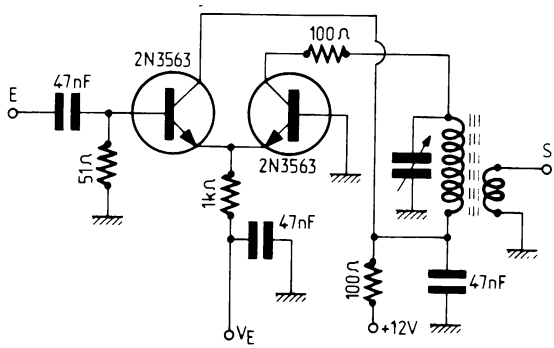


Fig. XIII-37

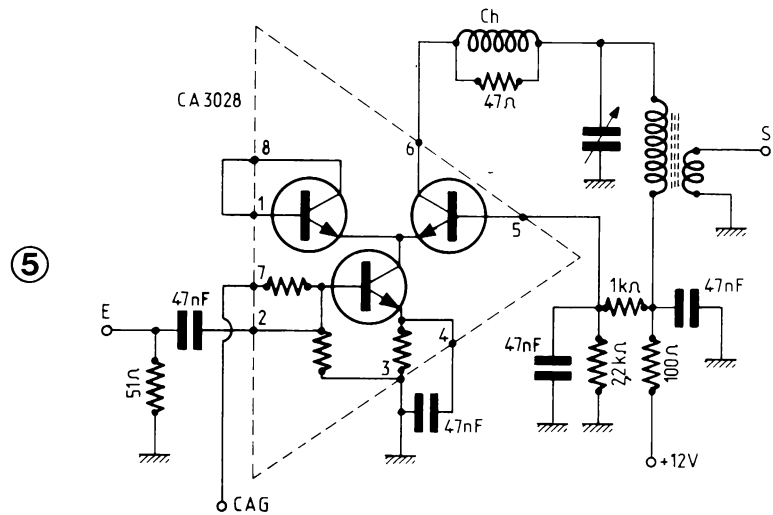
Figure 2 : Montage avec transistor MOSFET à double porte, type 40603. Gain maximum pour C.A.G. = + 4 V ; gain minimum pour C.A.G. = – 2 V.

Figure 3 : Montage utilisant un classique transistor bipolaire NPN type 40245. Gain maximum pour C.A.G. = + 8,2 V ; gain minimum pour C.A.G. = 0 V.



④

Fig. XIII-37 (suite)



⑤

Figure 4 : Montage à deux transistors classiques, du type 2N3563, couplés par le circuit d'émetteurs. Gain maximum pour $V_e = -6$ V ; gain minimum pour $V_e = 0$ V.

Figure 5 : Montage comportant un circuit intégré, type CA3028, utilisé en connexion cascode. Gain maximum pour C.A.G. = + 12 V. Gain minimum pour C.A.G. = 0 V.

Tous ces circuits amplificateurs expérimentaux sont conçus de la même façon, à savoir :

- Circuit d'entrée non accordé constitué par une résistance de 51 Ω ;
- Circuit de sortie accordé comportant un enroulement secondaire sortant sur une impédance de l'ordre de 50 Ω.

Les montages des figures 4 et 5 nécessitent des dispositifs de stabilisation destinés à éviter des auto-oscillations parasites. C'est le rôle de la résistance de 100 Ω intercalée dans le collecteur du second transistor 2N3563 (fig. 4) ; c'est aussi le rôle de la bobine d'arrêt Ch (6 tours de fil de cuivre sous soie de 4/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance de 47 Ω) de la figure 5.

Il va sans dire que, dans leurs applications réelles pratiques, tous ces montages d'amplificateurs HF ne comportent pas un circuit d'entrée constitué par une simple résistance de 51 Ω (disposition adoptée pour faciliter les mesures), mais bien un circuit LC correctement accordé sur la fréquence à recevoir.

La disposition adoptée pour les mesures est schématisée sur la figure XIII-38.

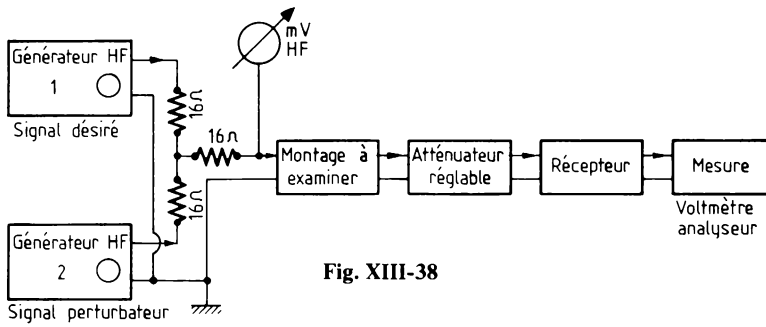


Fig. XIII-38

Le montage à examiner est relié à deux générateurs HF par l'intermédiaire d'un groupement de trois résistances de 16 Ω déterminant approximativement une impédance de 50 Ω. Chaque générateur est modulé à 1 000 Hz avec un taux de 30 %.

Le signal désiré, choisi à 3,55 MHz, est fourni par le générateur 1 accordé sur cette fréquence. Le signal non désiré, choisi à 1,55 MHz, est fourni par le générateur 2 réglé sur cette seconde fréquence.

Le circuit à examiner est polarisé pour l'obtention du gain maximum (atténuation = 0 dB). Ensuite nous avons un atténuateur réglable qui permet d'ajuster la valeur des signaux en sortie du montage amplificateur à examiner à un niveau tel qu'ils puissent être correctement amplifiés, sans saturation, par le récepteur faisant suite. Enfin les signaux BF (1000 Hz) à la sortie du récepteur sont mesurés par un voltmètre électronique analyseur, c'est-à-dire un voltmètre « sélectif » accordé sur 1 000 Hz et ne mesurant que les signaux correspondant à cette fréquence.

L'examen des divers montages va consister à mesurer la tension efficace du signal HF modulé indésirable nécessaire pour provoquer 5 % de transmodulation sur le signal utile (désiré), et ce, pour différentes atténuations ou réductions de gain par la C.A.G. du circuit amplificateur HF en étude.

Initialement, le générateur 2 (signal perturbateur) a son niveau de sortie réglé à 0, et l'on ajuste la tension du générateur 1 (signal désiré) à 5 mV/HF.

Le récepteur est soigneusement accordé sur le signal désiré et, par le réglage de son potentiomètre BF, on cherche à obtenir une déviation de 100 sur le voltmètre-analyseur.

Puis la modulation du signal désiré est coupée ; le générateur 1 n'émet donc plus qu'une onde pure non modulée. Ensuite on augmente progressivement le niveau de sortie du générateur 2 (signal perturbateur modulé) jusqu'à l'obtention d'une déviation de 5 sur le voltmètre-analyseur.

Avec cette déviation de 5 pour celle de 100, déterminée précédemment, c'est donc une transmodulation de 5 % qui se manifeste. La tension de sortie (en millivolts) du générateur 2, nécessaire pour obtenir cette transmodulation de 5 %, est alors notée ; puis ce signal perturbateur est de nouveau ramené à zéro.

Ensuite le gain du montage examiné est réduit de 5 dB et, parallèlement, on diminue de 5 dB l'atténuation apportée par l'atténuateur réglable faisant suite, afin que le même niveau soit obtenu à la sortie du récepteur. Et l'on recommence, comme précédemment, la mesure du niveau du signal perturbateur pour l'obtention de 5 % de transmodulation, et ainsi de suite de 5 en 5 dB.

Cette succession de mesures est ensuite exécutée pour chaque type de montage amplificateur à examiner.

Les résultats de ces mesures sont exposés par les courbes de la figure XIII-39. Ces courbes sont numérotées de 1 à 5 et elles correspondent respectivement aux montages des schémas 1 à 5 de la figure XIII-37.

De l'examen de ces courbes il ressort immédiatement que les meilleures performances sont obtenues avec le montage amplificateur de la figure 2

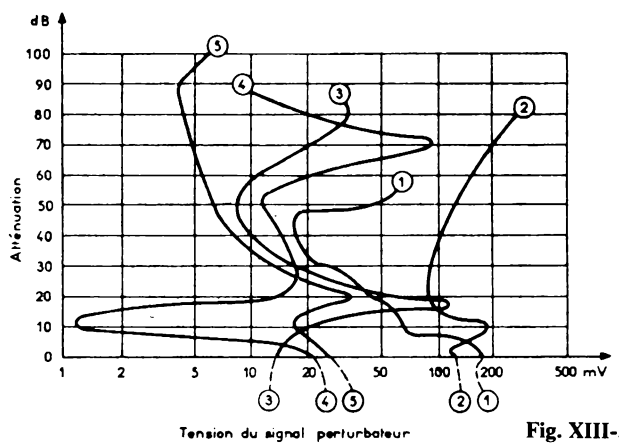


Fig. XIII-39

utilisant le MOSFET, puisqu'il faut au minimum un signal perturbateur de 80 mV, dans le cas d'une réduction de gain de 20 dB, pour déterminer 5 % de transmodulation.

Une remarque intéressante (et curieuse) est à faire en ce qui concerne la courbe 3 se rapportant au montage à transistor classique bipolaire de la figure 3. En effet, on peut noter que le taux de 5 % de transmodulation est obtenu pour 15 mV de signal perturbateur pour le gain maximum, pour 20 mV à 10 dB d'atténuation, et pour 110 mV à 15 dB de réduction de gain (mais pour revenir rapidement à 20 mV à 25 dB). Cette étroite pointe d'amélioration est due à un accroissement de la linéarité des conditions de fonctionnement pour cette réduction du gain vers 15 dB.

Naturellement, cette méthode de mesure vaut ce qu'elle vaut, mais elle a la même valeur pour tous les montages examinés et les résultats peuvent donc être valablement comparés.

Par un système de mesure très voisin dans son ensemble, on peut également appliquer le procédé pour la détermination des courbes d'intermodulation. Nous n'examinerons pas ces courbes ici, car elles ont presque les mêmes « allures » que les précédentes ; ce qui n'est d'ailleurs pas pour surprendre. En gros, on peut dire qu'un bon montage contre la transmodulation l'est aussi vis-à-vis de l'intermodulation.

En revenant aux courbes de la figure XIII-39, nous voyons que ce sont celles des montages 1 et 2 (JFET et MOSFET) qui sont les meilleures au point de vue transmodulation, du moins lorsqu'aucune réduction de gain n'est appliquée sur les étages amplificateurs en question. Mais s'il s'agit d'un radiorécepteur classique (radiodiffusion), on peut admettre un taux de transmodulation beaucoup plus important que dans le cas d'un récepteur de trafic OC.

En conclusion, nous pouvons tirer les règles pratiques d'utilisations et de conditions de fonctionnement suivantes :

– Eviter la saturation de l'étage d'entrée amplificateur HF. Pour cela, ne pas utiliser une antenne trop longue. Si besoin est, il faut désensibiliser, non pas par application d'une tension freinant le gain de l'étage, mais par utilisation d'un atténuateur réglable à résistances intercalé entre l'antenne et le premier circuit accordé.

– Ne pas appliquer la C.A.G. sur l'étage HF. Comme il n'est pas recommandé, non plus, de l'appliquer sur l'étage changeur de fréquence (pour d'autres raisons, telles que « entraînement » de fréquence ou « pulling »), cette commande automatique de gain ne devra donc agir que sur les étages MF.

– Certes un étage HF doit amplifier et apporter le gain maximum (meilleure sensibilité utilisable par le plus grand rapport « signal/souffle » possible). Ce gain maximum pourra être maintenu avec des étages à transistors JFET ou MOSFET. Avec d'autres types, il devient intéressant de rechercher le point où, par réduction du gain, on travaille au centre de la partie la plus linéaire de la caractéristique en réduisant ainsi les effets de transmodulation (voir courbes).

– Utiliser un circuit d'accord d'entrée aussi sélectif que possible (Q élevé), très peu amorti, et soigneusement accordé ; prévoir un petit condensateur variable auxiliaire de 30 à 50 pF commandé séparément, dit condensateur d'antenne ou d'appoint, afin de toujours parfaire cet accord. Une telle disposition améliore d'ailleurs, en outre, la réjection d'image et réduit le souffle.

– En bref, un essai rapide de récepteur peut se faire le soir, en propagation nocturne ; s'il s'agit plus spécialement d'un récepteur OC, on choisira les bandes décamétriques situées entre 25 et 100 mètres, par exemple. Un bon récepteur ne doit permettre l'audition que d'une seule station à la fois, c'est-à-dire la seule station désirée. Si c'est le fouillis, si tout passe en même temps, l'appareil est victime de transmodulation HF. Et nous le répétons bien encore une fois : dans ce cas, tous les filtres MF sélectifs, mécaniques, à quartz, ou autres, sont absolument inopérants.

§ 11. – Le bruit de fond

Nous allons étudier le souffle ou bruit de fond des amplificateurs en général (BF, HF, VHF), avec un examen plus particulier du cas des radiorécepteurs.

La sensibilité utilisable d'un récepteur est une notion extrêmement importante ; cependant, elle reste assez nébuleuse dans beaucoup d'esprits parce qu'elle a rarement fait l'objet d'une définition bien précise.

La sensibilité (tout court) d'un récepteur est, par contre, l'une de ses caractéristiques bien définie : c'est le nombre de microvolts qu'il convient d'appliquer à l'entrée du récepteur pour obtenir une puissance modulée de 50 mW en sortie.

Malheureusement ceci n'est pas totalement satisfaisant. Dans la notion de sensibilité utilisable, il convient de faire intervenir en outre le rapport « signal/souffle ». En effet, à quoi servirait d'obtenir une amplification considérable pour la réception des signaux faibles si ces derniers sont noyés dans le souffle ou les bruits de fond divers et sont, de ce fait, inutilisables ? Mais alors, d'où provient le bruit de fond ?

Nous pouvons classer les bruits indésirables dans deux grandes catégories :

a) Les bruits extérieurs au récepteur tels que les parasites atmosphériques, les parasites d'origine industrielle ou ménagère et le souffle interstellaire (ou bruits cosmiques) ;

b) Les bruits propres au récepteur qui sont d'origine thermique et sont produits par l'antenne, les circuits et les transistors.

Contre les bruits extérieurs, nous ne pouvons rien, et ils ne dépendent pas des qualités (ou des défauts) du récepteur. En première analyse, nous pouvons débrancher l'antenne de notre récepteur ; nous éliminons ainsi les sources de bruits extérieurs. Le bruit de fond qui subsiste alors dans ces conditions peut être considéré comme étant généré par le récepteur proprement dit

(le souffle d'origine thermique propre à l'antenne étant ainsi également éliminé).

* *

Le souffle thermique généré par l'antenne, les circuits et les transistors, est produit par l'agitation des électrons (infinité de petites charges électriques contenues dans la matière) ; cette agitation désordonnée est d'autant plus importante que la température de la matière est élevée, et elle ne cesse qu'au zéro absolu (– 273 °C).

Une formule permet de calculer la tension de souffle aux bornes d'une résistance R. Cette formule, due à Nyquist, est la suivante :

$$E = \sqrt{4\,k\,T\,R\,B}$$

formule dans laquelle nous avons :

E = valeur efficace de la tension de souffle ;

k = constante de Boltzmann ($1{,}374 \times 10^{-23}$) ;

T = température absolue en degrés Kelvin (c'est-à-dire température centigrade + 273) ;

B = bande passante de l'appareil en Hz.

R = résistance en ohms.

Précédemment, nous avons dit que le souffle propre du récepteur provenait de l'antenne, des circuits et des transistors (ou des tubes). Il est évident que tous les étages du récepteur contribuent au souffle total. Mais, pratiquement, le souffle dû à l'antenne et le souffle du premier étage (généralement, étage amplificateur HF) sont très nettement prédominants. En fait, les tensions de souffle de l'antenne, du premier circuit d'accord et du transistor, se trouvent appliquées à l'entrée de ce premier étage, amplifiées par lui, puis appliquées à l'entrée du transistor du second étage avec une amplitude importante (le souffle étant amplifié exactement comme les signaux désirés). La puissance de ce souffle sera nettement plus grande que la puissance du souffle généré par le second étage ; ce dernier souffle devient alors négligeable.

En effet, on démontre que si F_1 est le facteur du bruit du premier étage, F_2 celui du second étage, G le gain réel fourni par le premier étage, le facteur de bruit F_t de l'ensemble des deux étages est :

$$F_t = F_1 + \left(\frac{F_2 - 1}{G}\right)$$

Prenons un exemple dans lequel nous avons :

Facteur de bruit du premier étage $F_1 = 3$.

Facteur de bruit du second étage $F_2 = 4$.

Amplification fournie par le premier étage = 20.

Le facteur de bruit total F_t des deux étages sera :

$$F_t = 3 + \left(\frac{4 - 1}{20}\right) = 3{,}15.$$

Pour le récepteur idéal, ne produisant aucun souffle, le facteur de bruit serait 1. Le facteur de bruit est donc d'autant plus grand que le récepteur considéré s'éloigne du récepteur idéal.

Revenons à notre exemple. Partant d'un facteur de bruit de 3 pour notre étage d'entrée, nous voyons que le facteur de bruit total après le second étage n'a pas tellement augmenté, puisqu'il n'est que de 3,15 ; et ce, même avec un second étage ayant un facteur de bruit de 4, donc plus mauvais que celui de l'étage d'entrée.

Cependant, de l'examen de la formule précédente, il découle que plus l'amplification fournie par l'étage d'entrée sera faible, plus le souffle généré par le second étage se fera sentir ; il faudrait alors chercher à obtenir également pour ce second étage le facteur de bruit aussi faible que possible. Cette remarque prend généralement toute sa valeur sur UHF (fréquences supérieures à 300 MHz).

Cette dernière considération particulière mise à part, il apparaît donc que c'est l'étage d'entrée du récepteur qui détermine essentiellement le facteur de bruit de l'appareil. D'ores et déjà, il faut que le lecteur soit bien persuadé que, le souffle une fois mélangé au signal, plus rien ne pourra être fait pour les séparer. Le rapport « signal/souffle », la sensibilité utilisable d'un récepteur, est donc une caractéristique essentielle, extrêmement importante, qui ne dépend que de l'étage d'entrée. Cette caractéristique pourra être altérée par l'étage changeur de fréquence, par exemple, faisant suite (cas d'une injection d'oscillation trop forte, notamment) ; mais on ne pourra plus l'améliorer. Tous nos efforts devront donc tendre à réaliser un étage amplificateur d'entrée aussi efficace que possible, et au souffle minimum.

Souffle de l'antenne

A sa fréquence de résonance, une antenne peut être considérée comme une résistance pure égale à la résistance de rayonnement (75 Ω dans le cas d'un dipôle simple). Il est alors possible, pour calculer la tension de souffle, d'appliquer la formule de Nyquist vue précédemment :

$$E = \sqrt{4\,k\,T\,R\,B}$$

Chacune de ces grandeurs étant parfaitement définies, nous ne pouvons pratiquement pas intervenir dans cette source de bruit.

Souffle du circuit d'entrée

Un circuit d'accord composé d'une bobine L en parallèle avec un condensateur C se comporte, à la résonance, comme une résistance pure de valeur :

$$R = 2\pi f L Q$$

f étant la fréquence et Q le facteur de surtension.

Il est donc encore possible ici d'appliquer la formule de Nyquist pour calculer la tension de souffle. Et l'on s'aperçoit aisément que la source de bruit sera d'autant plus grande que le circuit sera meilleur !

Mais attention ! Ce circuit d'accord ne peut être considéré comme isolé, comme étant seul : il est associé obligatoirement au transistor amplificateur

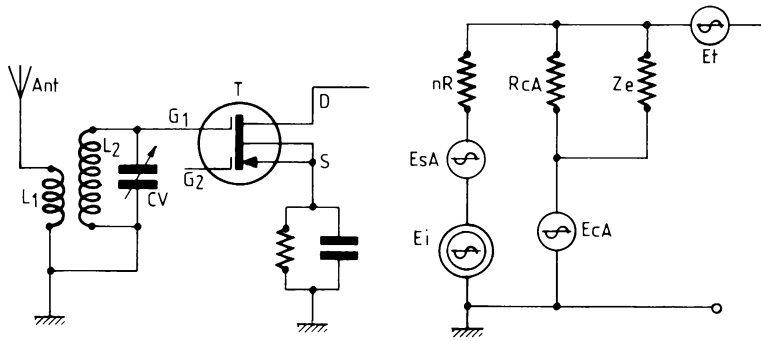


Fig. XIII-40

d'entrée. C'est ce que nous montre le schéma bien connu de la partie gauche de la figure XIII-40. Essayons maintenant de représenter différemment ce même schéma ; voir partie droite de la figure.

Le souffle produit par l'antenne peut être considéré comme issu d'un petit générateur E_{SA} en série avec une résistance nR (R pour la résistance de l'antenne, et n à cause du rapport élévateur d'impédance de L_1 L_2). Un signal incident reçu est représenté par le générateur E_i.

Le circuit d'accord L_2 CV est représenté par une résistance R_{CA}, et son souffle par le générateur E_{CA}.

Quant au transistor T, son impédance d'entrée est schématisée par la résistance Z_e, et sa tension de souffle par le générateur E_t.

Remarquons que le petit générateur E_t, représentant la tension de souffle du transistor, est pratiquement indépendant du reste du circuit. En effet, quelles que soient les caractéristiques des autres éléments connexes, la puissance de souffle produite par un transistor amplificateur garde une valeur immuable. Cette dernière est déterminée par la résistance équivalente de souffle du transistor considéré, et c'est une constante.

Nous voyons aussi que Z_e (impédance d'entrée du transistor à la fréquence considérée) est en parallèle sur R_{CA} (impédance du circuit d'accord). L'effet de Z_e est donc de diminuer l'impédance du circuit d'accord, et ce, d'autant plus que Z_e est faible. Cet effet est donc néfaste puisqu'il y a amortissement du circuit d'accord, donc réduction de son coefficient de surtension et moindre sélectivité. Ce point de vue est surtout valable sur ondes décamétriques. Sur VHF, au contraire, l'effet d'amortissement provoqué est bien souvent recherché puisqu'il se traduit par une augmentation de la bande passante. Mais, comme d'autre part le coefficient de surtension du circuit d'accord se trouve réduit, la tension de souffle E_{CA} de ce circuit va être diminuée à son tour. Comme on le voit, tout se tient, et souvent il faut choisir un compromis. Encore que ce ne soit pas tout !

En effet, les résistances en parallèle Z_e et R_{CA} peuvent être remplacées par une résistance unique R_r pour la commodité de la discussion. Cette résistance résultante a pour valeur :

$$\frac{R_{CA}\, Z_e}{R_{CA} + Z_e}$$

Pour les générateurs E_{SA} et E_i de résistance inverse nR, la charge, l'utilisation, est constituée par la résistance résultante R_r. Or un générateur fournit sa puissance maximum lorsque sa charge est égale à sa résistance interne. L'obtention du signal maximum à l'entrée de l'étage sera, pour un couplage d'antenne, tel que $nR = R_r$. Mais, dans ces conditions, la puissance du souffle du circuit accordé sera évidemment égale à la puissance du souffle de l'antenne.

D'un autre côté, si nous pouvons faire R_r très grand (donc R_{CA} et Z_e de valeurs élevées), son action sera négligeable sur nR.

Simultanément, si nR est grand pour que la tension de souffle de l'antenne à ses bornes soit nettement plus importante que la tension de souffle du transistor, le souffle total du récepteur proviendra presque exclusivement de l'antenne, et ledit récepteur tendra vers le récepteur idéal avec facteur de bruit de 1. Ceci sera d'autant plus facile à approcher que la fréquence de fonctionnement sera faible.

En résumé, le couplage d'antenne donnant le signal maximum sur l'entrée de l'amplificateur HF n'est pas celui donnant le meilleur rapport « signal/souffle ». En effectuant un couplage plus serré, on obtient peut-être une tension moindre sur l'entrée, mais une meilleure sensibilité utilisable pour l'ensemble du récepteur.

Obtenir le meilleur rapport « signal/souffle » possible dans l'étage d'entrée, c'est cela uniquement qui doit faire l'objet de toute notre attention ; car, nous l'avons dit, ce rapport ne pourra plus être amélioré par la suite. Quant au gain, à l'amplification globale du récepteur, nous avons, au contraire, toute la possibilité d'atteindre la valeur souhaitée, par les étages faisant suite.

A vrai dire, seule une judicieuse expérimentation, avec mesures du facteur de bruit dans chaque cas, permet de déterminer le couplage optimum sur le circuit d'accord d'entrée.

Bruit des tubes

Fréquences moyennes : La charge d'espace qui existe autour de la cathode du tube a pour effet de réduire le bruit, par rapport à l'effet Schottky. Le bruit est toujours « blanc » ; ce bruit thermique est qualifié de blanc car sa puissance spectrale est indépendante de la fréquence. On le représente usuellement par la résistance équivalente de bruit définie comme suit : Substituons au tube réel un tube fictif non bruyant et de caractéristiques identiques ; pour restituer les fluctuations du courant anodique du tube réel, il faut appliquer une certaine tension de bruit sur la grille. La résistance Req est celle qui, portée conventionnellement à 17 °C, donne par effet thermique la tension de bruit en question.

Fréquences élevées : Au bruit précédent vient s'ajouter le bruit induit sur la grille par fluctuation du faisceau d'électrons. Ce nouveau bruit est en rapport avec l'apparition de la conductance d'entrée du tube. Il croît rapidement avec la fréquence et dépend de l'impédance insérée dans le circuit de grille. Cet effet n'est notable que pour les fréquences supérieures à une dizaine de mégahertz.

Fréquences basses : La puissance spectrale de bruit augmente du côté des fréquences basses selon une loi voisine de 1/f (3 dB par octave). Ce bruit en « 1/f » se superpose au bruit blanc et l'égalité des deux effets est réalisée vers une fréquence qui se situe habituellement dans la gamme 100 Hz à 1 kHz. Les causes de ce bruit, qui trouve son origine dans les processus de l'émission thermo-ionique elle-même, sont mal élucidées, et la technique est impuissante à réduire ce bruit de façon stable et reproductible.

Bruit des transistors

Le bruit des transistors est très analogue à celui des lampes. Il est minimum et blanc dans la gamme des fréquences moyennes et se relève pour les fréquences basses et les fréquences élevées.

Lorsque la fréquence croît, le bruit augmente donc en même temps que les propriétés d'amplification se dégradent.

Lorsque la fréquence diminue, un bruit en « 1/f » apparaît ; la fréquence pour laquelle il est équivalent au bruit blanc est habituellement comprise entre 1 et 10 kHz.

Le vocable de « bruit en 1/f » ne doit pas être pris à la lettre, l'accroissement n'étant pas, en général, exactement de 10 dB par décade. On pourra observer, par exemple, 8 dB/décade pour certains échantillons au silicium. On sait aujourd'hui que ce bruit provient d'effets de surface, et que l'on peut, en principe, le réduire dans de grandes proportions par des revêtements diélectriques appropriés.

Ce qui précède au sujet des bruits en « 1/f » s'applique aux fréquences au moins égales à 10 Hz environ. Pour les fréquences plus basses, les procédures de mesure deviennent difficilement reproductibles ; aussi nos connaissances sur les bruits de fréquences très basses sont-elles encore incertaines...

●

Mesure du facteur de bruit

Le principe de la mesure est extrêmement simple. Nous entrerons dans les détails plus loin, mais disons simplement que l'on mesure tout d'abord la puissance de souffle du récepteur seul. Puis on connecte un générateur de bruit et l'on règle son potentiomètre de façon à obtenir une puissance de souffle double de la précédente. Cela suppose que le récepteur fonctionne dans des portions convenables de ses caractéristiques et que sa détection est bien linéaire.

Il nous faut donc disposer d'un générateur de bruit (type à diode saturée, par exemple), et le montage de mesure, dans le cas d'un récepteur à examiner, est représenté sur la figure XIII-41. Le générateur de bruit doit présenter une impédance de sortie égale à l'impédance d'entrée du récepteur ; soit R cette impédance.

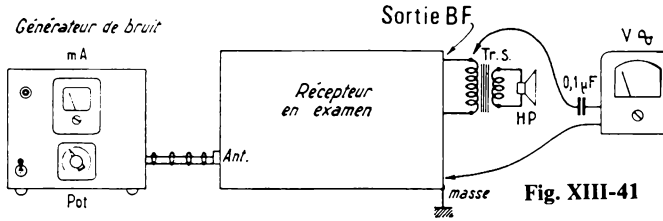


Fig. XIII-41

Le générateur de bruit étant hors service et le récepteur étant en position de sensibilité maximum avec C.A.G. court-circuitée, on note la tension E_s de souffle indiquée par le voltmètre électronique de sortie (le potentiomètre BF est tourné pour l'obtention d'une lecture convenable et ne devra plus être manœuvré).

Le potentiomètre du générateur de bruit est alors actionné jusqu'à ce que la tension de sortie atteigne $E_S \times \sqrt{2}$; cela suppose, rappelons-le, que la détection est bien linéaire. Nous notons alors l'intensité indiquée par le milliampèremètre du générateur à diode saturée ; soit I cette intensité.

Le facteur de bruit F du récepteur est donné par la formule :

$$F = 20\ I\ R$$

avec I en ampère et R en ohms.

On exprime aussi parfois le facteur de bruit en décibels. Comme il s'agit d'un rapport de puissances, il suffit de se souvenir que :

$$F \text{ en décibels} = 10 \log. F$$

A titre indicatif, on a :

F	F (dB)
2	3
4	6
6	7,8
8	9

Rapport de désaccord

Une autre méthode d'évaluation de la qualité d'un récepteur est le procédé « detune ratio » ou rapport au désaccord.

Reportons-nous à la figure XIII-40.

Si nous court-circuitons le circuit accordé L_2, le souffle qu'il sera possible de mesurer à la sortie du récepteur sera pratiquement dû exclusivement au transistor amplificateur HF, puisque dans un appareil bien conçu le souffle des autres étages peut être négligé. En conséquence, L_2 étant court-circuité, la tension de souffle en sortie doit être aussi faible que possible.

D'autre part, le circuit accordé d'entrée produit un souffle dont la puissance est proportionnelle à son impédance à l'accord exact (impédance pour laquelle il faut tenir compte de l'amortissement apporté par l'impédance d'entrée du transistor à la fréquence considérée), et ce, l'antenne étant débranchée.

Pour l'obtention d'une grande amplification, cette impédance doit être très grande. En conséquence, avec antenne débranchée et circuit d'accord entrée non en court-circuit, la tension de souffle mesurée à la sortie du récepteur devra être aussi grande que possible, ce souffle provenant, dans ce dernier cas, en majeure partie du circuit d'accord d'entrée.

Nous pouvons donc déterminer un nouveau coefficient de qualité pour n'importe quel récepteur, en faisant le rapport de ces deux tensions de souffle. C'est le coefficient « detune ratio » ou coefficient (DR).

Voici maintenant comment pratiquement on le mesure.

Un voltmètre alternatif de sortie, ou outputmètre, est branché à la sortie du récepteur (comme il est montré d'ailleurs sur la figure XIII-41). Le générateur de bruit n'est pas utilisé mais, comme d'habitude, la C.A.G. du récepteur est court-circuitée et la sensibilité est au maximum. D'autre part, comme nous l'avons dit, l'antenne n'est pas branchée au récepteur ; à ce sujet, on vérifiera bien que l'étage HF n'entre pas en auto-oscillation (antenne débranchée) comme cela arrive, hélas, trop souvent sur des récepteurs VHF mal conçus.

Régler alors le potentiomètre BF pour obtenir une tension de souffle en sortie relativement importante ; soit E_1 cette tension.

Sans modifier le réglage du potentiomètre BF, court-circuiter le circuit accordé d'entrée. Le voltmètre de sortie indique alors une tension de souffle beaucoup plus faible ; soit E_2 cette tension.

Le coefficient (DR) est donné en faisant le rapport des deux tensions.

Nous avons :

$$(DR) = \frac{E_1}{E_2}$$

Il est bien évident que, lors de la première mesure (circuit d'entrée non en court-circuit), ce circuit doit être parfaitement accordé à la résonance – ainsi que les autres étages du récepteur évidemment – pour la fréquence à laquelle est fait l'examen.

Plus le coefficient (DR) est grand, meilleur est le récepteur.

Plus le facteur de bruit F est petit, meilleur est le récepteur.

Ces deux méthodes de mesure et d'appréciation sont bien loin de faire double emploi ; au contraire, nous pouvons dire qu'elles se complètent.

Rapport « signal/bruit »

Le rapport « signal/bruit » se représente par la notation S/N (avec N pour « noise ») ; il ne s'agit pas d'une fraction proprement dite, mais d'un symbole.

A l'intérieur de la bande passante B, notons :

- pour le signal utile, le carré de la tension efficace de ce signal, soit E^2 ;
- pour le bruit, le carré de la tension efficace totale de bruit, soit En^2.

Nous avons :

$$\text{rapport « signal/bruit » : } S/N = \frac{E^2}{En^2}$$

d'où :

$$(S/N) \text{ en dB} = 10 \log \frac{E^2}{En^2} = 20 \log \frac{E}{En}$$

Les valeurs E^2 ou En^2 du signal seul étant généralement difficiles à isoler, pratiquement on utilise plus fréquemment le rapport :

$$\frac{S + N}{N}$$

Température de bruit

La notion de *température de source* peut être appliquée à tout générateur. Pour représenter le bruit qui existe inévitablement dans le signal fourni, on peut imaginer que la partie réelle R_g de son impédance interne est portée à une certaine température T_g (fig. XIII-42).

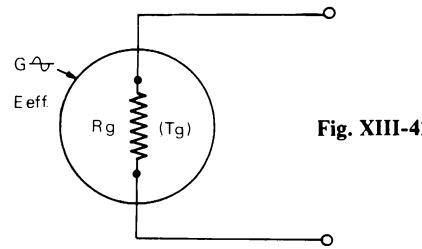


Fig. XIII-42

Etant donné un générateur G de résistance interne R_g et de température de source T_g attaquant un amplificateur, on appelle température de bruit de l'amplificateur la quantité T_n dont il faut majorer la température du générateur pour reporter dans celui-ci le bruit qui provient de l'amplificateur. L'équivalence des schémas qui illustre cette définition est représentée sur la figure XIII-43.

Or, si T_n dépend de R_g, on peut par contre montrer que T_n est indépendant de T_g.

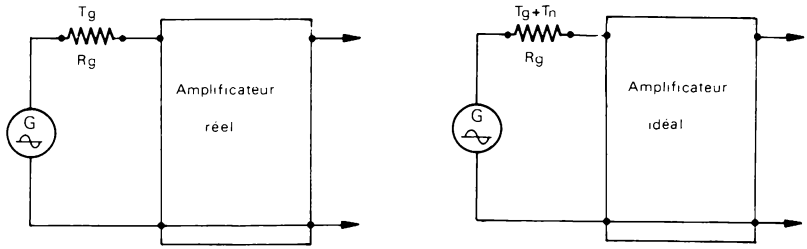


Fig. XIII-43

De fait, on peut simplifier les calculs en faisant $T_g = 0$. La température de bruit d'un amplificateur se déduit alors de l'intensité des tensions de bruit dans les deux situations fictives suivantes :

	Températures auxquelles on porte : R_g	R	Tension de bruit à l'entrée de l'amplificateur :
Situation n° 1	O	T	$\sqrt{4\,k\,T\,R\,B} \times \frac{R_g}{R + R_g}$
Situation n° 2	T_n	O	$\sqrt{4\,k\,T_n\,R_g\,B} \times \frac{R}{R + R_g}$

(Applications de la formule de Nyquist avec R résistance d'entrée de l'amplificateur portée à une température T degrés K).

On en déduit : $T_n = \frac{R_g}{R} T$

On observe le fait qu'il y a intérêt à attaquer l'amplificateur par un générateur de basse impédance. Plus quantitativement, les puissances de bruit seraient proportionnelles à T_g si l'on disposait d'un amplificateur non bruyant, et à $T_g + T_n$ avec l'amplificateur réel.

La détérioration du rapport « signal/bruit » due à l'amplificateur est donc mesurée par :

$$\frac{T_g + T_n}{T_g} = 1 + \frac{T_n}{T_g}$$

Il apparaît que :

- il y a toujours intérêt à réduire T_n ;
- toutefois, dès que T_n est rendue notablement plus faible que T_g, le bénéfice d'une nouvelle réduction de T_n devient insignifiant.

En conséquence, dans le projet d'un amplificateur pour signaux faibles, il est judicieux de prendre pour objectif l'obtention d'une température de bruit plus faible, mais du même ordre de grandeur, que la température de la

source du signal prévue pour être associée à l'amplificateur. Un ordre de grandeur couramment adopté pour les radiocommunications courantes est 10^3 à 10^5 °K pour T_n.

D'ores et déjà, précisons que réaction ou contre-réaction ne permettent pas de réduire la température de bruit d'un système amplificateur.

Le tableau ci-dessous donne quelques correspondances entre températures et facteurs de bruit. On voit que ces derniers sont d'un emploi pratique pour les valeurs relativement importantes, mais que, pour les bruits faibles, la température de bruit devient d'un usage plus commode.

T_n (en °K)	F	F (en dB)
30 000	101	20
3 000	11	10,4
300	2	3
30	1,1	0,41
3	1,01	0,04

§ 12. – Compléments utiles

1) Amplificateurs différentiels

Dans la technique actuelle, on réalise des amplificateurs (pour courants continus ou signaux alternatifs) par l'association d'étages différentiels dérivant du schéma général de la figure XIII-44, soit à l'aide de transistors, soit sous forme de circuits intégrés plus ou moins complexes.

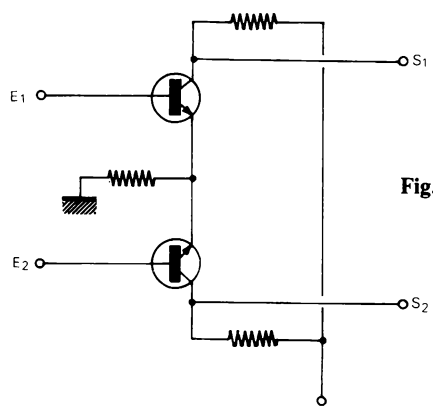


Fig. XIII-44

D'après le schéma simplifié précédent, nous voyons que chaque étage est à charge commune d'émetteurs ; ainsi, les dérives affectant les deux étages ont des effets soustractifs. Par ailleurs, les signaux symétriques sont beaucoup plus amplifiés que les signaux asymétriques.

Un exemple d'utilisation pratique est schématisé sur la figure XIII-45. Ce montage est constitué comme un étage symétrique de classe A dont l'électrode commune (émetteur) n'est pas découplée et est chargée par une résistance R_e, grande vis-à-vis de l'impédance d'entrée sur cette électrode. La quasi constante du courant absorbé par les deux éléments fait que les tensions de sortie sont presque symétriques même si l'attaque du montage est asymétrique. Il peut donc être employé comme étage déphaseur BF, par exemple (sorties déphasées en S_1 S_2). Les points E_1 et E_2 sont les entrées de l'amplificateur différentiel ; l'entrée E_1 est maintenue à un potentiel constant grâce au condensateur C_1 ; l'entrée E_2 reçoit le signal par l'intermédiaire du condensateur C_2. Les valeurs des composants ne représentent que des ordres de grandeur.

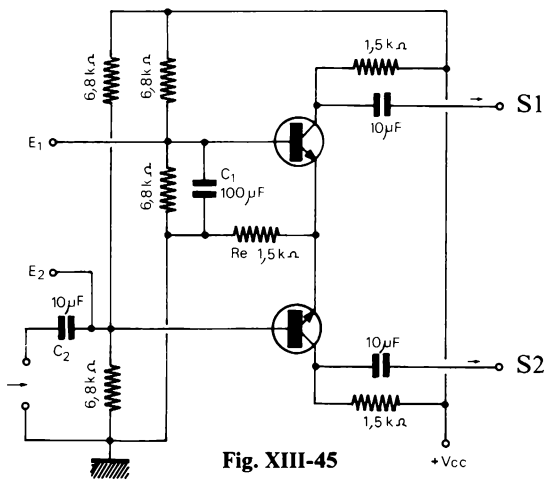


Fig. XIII-45

Il y a naturellement beaucoup d'autres emplois possibles des amplificateurs différentiels ou des circuits intégrés différentiels, sur lesquels nous ne nous étendrons pas ici.

●

2) Amplification HF et neutrodynage

Dans un amplificateur, et plus généralement dans tout système de transmission linéaire en amplitude et à paramètres indépendants du temps, la condition nécessaire et suffisante pour qu'il y ait conservation de la courbe-enveloppe est :

Dans toute la bande des fréquences du signal HF :

- Module du gain = constante.
- Rotation de phase → fonction linéaire de la fréquence.

Un élément amplificateur se comporte essentiellement comme un injecteur de courant commandé par le signal entrant.

Pour la réalisation d'un amplificateur non sélectif, il convient de faire débiter cette source de courant sur une impédance idéalement invariable avec la fréquence (résistance pure) ; c'est ce que l'on fait avec les amplificateurs pour audiofréquences ou pour vidéofréquences.

Dans le cas d'un amplificateur HF, on demande au montage d'être sélectif, c'est-à-dire d'amplifier régulièrement les signaux à l'intérieur de sa bande passante et d'amplifier aussi peu que possible les signaux extérieurs à cette bande.

Pour satisfaire à cet ensemble de conditions, il faut faire débiter le générateur de courant équivalent à l'élément amplificateur sur une impédance élevée à l'intérieur de la bande passante, et faible à l'extérieur de cette bande. Le circuit le plus simple ayant ces propriétés, nous le savons, est le circuit antirésonnant (également appelé circuit bouchon), constitué par une inductance et une capacité en parallèle ; on peut aussi utiliser un assemblage de circuits antirésonnants couplés.

Lorsqu'on réalise un amplificateur HF attaqué par une source de signal dont l'impédance interne n'est pas négligeable, on constate parfois que le fonctionnement amplificateur est modifié..., le système pouvant, dans les cas extrêmes, entrer en auto-oscillation (voir chapitre XIV). La cause en est l'existence de capacités parasites internes « sortie-entrée » dans le composant amplificateur :

- capacité anode-grille dans le cas des lampes = C_{ag} ;
- capacité collecteur-base dans le cas des transistors = C_{bc}.

Le courant qui traverse une telle capacité parasite vient se superposer, dans le circuit d'entrée, au courant du signal utile. Il en résulte :

- une modification de l'impédance d'entrée de l'étage, et notamment une majoration de la capacité d'entrée par rapport aux valeurs normales de capacité grille-cathode ou de capacité base-émetteur ; cet effet est connu sous le nom d'effet Miller (voir plus loin, au n° 4) ;
- une réaction de la tension de sortie sur le signal commandant l'organe amplificateur.

Ce dernier effet fera l'objet du chapitre XIV (Fonction oscillatrice). Dans l'instant, nous nous contenterons d'examiner les moyens propres à annuler (ou tout au moins à réduire) l'effet des capacités parasites internes C_{ag} ou C_{bc} (selon le cas).

Cas des tubes

Emploi d'une pentode.

L'introduction d'un écran à potentiel positif constant entre la grille et l'anode réduit fortement C_{ag} ; on a ainsi constitué une tétrode. Pour éviter les anomalies présentées par les caractéristiques de cette catégorie de tubes, on a été amené à intercaler, entre l'écran et l'anode, une troisième grille, dite grille d'arrêt, dont le potentiel est voisin de celui de la cathode ; c'est la pentode. L'effet d'écran électrostatique de cette troisième grille s'ajoute à celui de l'écran proprement dit (grille 2). L'effet Miller et la réaction d'anode à grille de commande sont ainsi réduits à des valeurs acceptables pour la plupart des applications mettant en jeu des fréquences de valeurs moyennes.

Neutrodynage classique.

Dans le cas d'un étage amplificateur nécessitant un neutrodynage, on réalise un montage tel que si l'on supprimait le faisceau électronique du tube, la différence de potentiel d'entrée et la différence de potentiel de sortie se trouveraient être aux deux diagonales d'un pont équilibré.

Pratiquement, on adopte l'un ou l'autre des montages de la figure XIII-46.

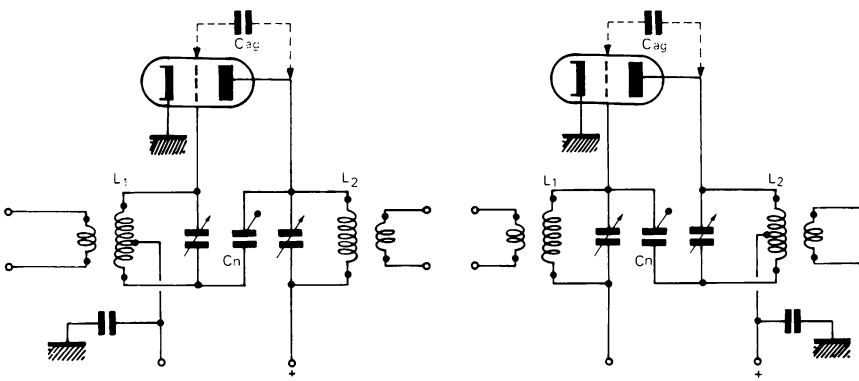


Fig. XIII-46

Le montage de gauche comporte une inductance de grille L_1 à prise médiane, formant auto-transformateur de rapport 1, et dont l'extrémité opposée à la grille est reliée à l'anode par l'intermédiaire d'un condensateur ajustable C_n. Lorsque :

$$C_n = C_{ag}$$

les variations de potentiel d'anode n'induisent aucun mouvement électrique dans le circuit de grille.

Dans le montage de droite, c'est le circuit d'anode qui est rendu symétrique grâce à une bobine à point milieu. Le point symétrique de l'anode est alors relié

à la grille par l'intermédiaire du condensateur ajustable de neutrodynage C_n. La condition de neutrodynage est la même que ci-dessus ($C_n = C_{ag}$).

Au lieu d'employer des inductances L_1 ou L_2 à point médian, on peut évidemment réaliser un système transformateur de rapport de transformation différent de 1. Le rapport de C_{ag} à C_n doit alors être égal au module du rapport de transformation.

Cas des transistors

a) Transistors analogues aux pentodes.

Il n'est absolument pas question d'utiliser les transistors ordinaires (bipolaires) de la même façon que les tubes pentodes. Par contre, dans la famille des transistors à effet de champ, on rencontre de nombreux types dont le mode d'emploi est analogue à celui des lampes (triodes ou pentodes).

b) Transistor bipolaire en base commune.

Dans un transistor bipolaire ordinaire, du fait de sa structure interne et de son fonctionnement électronique, on a été amené à « dédoubler » la base et à considérer la base b normale (reliée au fil de sortie, donc accessible extérieurement) jointe à une base interne b' (évidemment non accessible) ; la résistance entre b et b' est évidemment très faible, mais elle existe néanmoins. Or, tout à l'heure, lorsque nous avons parlé de la capacité interne de réaction entre base et collecteur (C_{bc}), pour être plus précis électroniquement, nous aurions dû dire capacité de réaction entre base interne b' et collecteur C ; soit ($C_{b'c}$).

L'introduction de cette résistance interne de base $R_{bb'}$ nous amène à définir la notion de transistor intrinsèque qui exclut cette résistance et qui a pour base théorique la base b'. Le transistor intrinsèque ne tient compte que du couplage entre les deux jonctions dû à l'interdiffusion de leurs « porteurs » dans la base qui leur est commune ; il est donc normal de considérer, dans le terme de réaction de la sortie sur l'entrée du transistor intrinsèque, la tension $V_{cb'}$ (et non la tension V_{cb}). Par suite, il nous faut modifier également l'écriture des capacités de diffusion ($C_{eb'}$) et de charge d'espace ($C_{cb'}$). Pour le transistor réel, la résistance $R_{bb'}$ (bien que faible, mais non négligeable en HF) constitue donc un nouvel élément de couplage entre sortie et entrée (semi-conducteurs intrinsèque et extrinsèque ; voir chapitre XII, § 2).

Les conséquences, pour un fonctionnement en haute fréquence, sont :

- une perte de gain en courant ;
- une diminution des impédances d'entrée et de sortie court-circuitées progressivement par les capacités des jonctions ;
- une réaction supplémentaire de la sortie sur l'entrée par la résistance de base $R_{bb'}$.

Dans le montage d'un transistor bipolaire en base commune, la base interne b' n'étant séparée de la masse que par la faible résistance entre b et b', la capacité parasite $C_{b'c}$ n'a plus pour effet de coupler l'entrée avec la sortie ;

elle intervient seulement dans la capacité de sortie de l'étage. Notons que, si plusieurs étages à base commune doivent être utilisés en cascade, il convient d'introduire entre eux des circuits de liaison adaptateurs ; une liaison directe simple ne pourrait donner qu'un gain inférieur à l'unité.

c) Neutrodynage.

Le montage amplificateur *en émetteur commun* nécessite un neutrodynage. Le principe est le même que pour les tubes, et le schéma employé dérive de celui qui a été représenté sur la figure XIII-46.

Une solution couramment mise en œuvre est montrée sur la figure XIII-47. Toutefois, si l'on se reporte à ce qui a été expliqué précédemment à l'alinéa (b), on doit se souvenir que la réaction parasite s'exerce sur la base interne b' qui est inaccessible électriquement (et non pas, comme dans le cas d'un tube sur une électrode accessible, la grille).

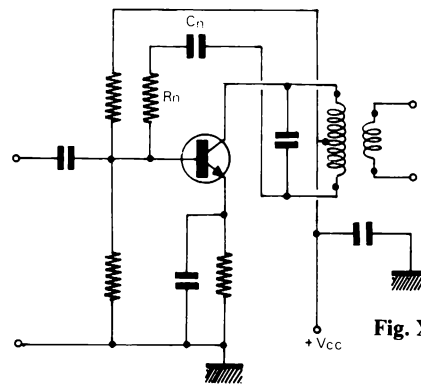


Fig. XIII-47

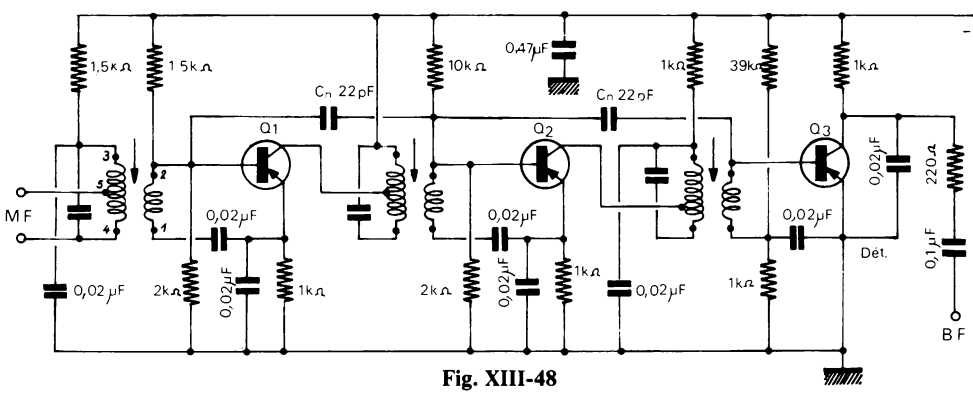


Fig. XIII-48

On est donc obligé de se contenter d'un neutrodynage imparfait appliqué à la base externe, la connexion de neutrodynage devant alors contenir en série une capacité C_n et un résistance R_n destinées à équilibrer respectivement $C_{cb'}$ et $R_{bb'}$. Du fait de la faible valeur de $R_{bb'}$, l'imperfection théorique du montage ne présente pas d'inconvénient notable, et pratiquement la résistance R_n est bien souvent inexistante.

Si nous sommes en présence d'une suite d'étages amplificateurs accordés sur la même fréquence (cas d'un amplificateur MF de récepteur), le neutrodynage peut s'effectuer valablement d'une façon simple en montant un condensateur partant de l'entrée d'un étage donné et aboutissant à l'entrée de l'étage qui précède. C'est ce condensateur qui effectue le report d'énergie d'arrière en avant et en opposition de phase. Un exemple de ce genre est représenté sur la figure XIII-48 où les condensateurs de neutrodynage sont les condensateurs C_n de 22 pF.

●

3) Réaction et contre-réaction

On considère souvent les amplificateurs de façon telle que les variations électriques du circuit de sortie (signaux amplifiés) n'aient aucune influence notable sur les valeurs du courant et de la tension de l'entrée. En vérité, nous l'avons vu, les transistors ne sont pas idéalement dépourvus de réactions, du fait des éléments h_{12} et $C_{cb'}$ pour les transistors (1). Le but visé par le neutrodynage étudié précédemment est précisément l'obtention d'un amplificateur dépourvu de réaction.

Mais, dans certains cas bien précis, on peut au contraire, au moyen de circuits passifs extérieurs, coupler volontairement la sortie à l'entrée, de telle sorte qu'une fraction du signal amplifié soit ré-injectée à l'entrée de l'amplificateur.

On verra que le système ainsi constitué peut, selon le cas, fonctionner dans l'un ou l'autre des régimes suivants :

– amplification : l'ensemble du montage constitue un amplificateur qui, dans certains cas, peut présenter des propriétés très intéressantes ;

– oscillation : l'ensemble ne fonctionne plus en amplificateur, mais en auto-oscillateur ; sans qu'il soit nécessaire de lui appliquer un signal, il fournit à sa sortie de la puissance alternative, résultat de la transformation de la puissance continue qu'il reçoit de son alimentation (chapitre XIV).

Critère de stabilité de Nyquist

Considérons le système « en boucle » représenté sur la figure XIII-49, où A et K sont les gains en tension respectifs d'un amplificateur et d'un quadripôle de réaction (K est généralement inférieur à 1).

(1) h_{12} : rapport de la tension d'entrée à la tension de sortie, l'entrée étant en circuit ouvert.

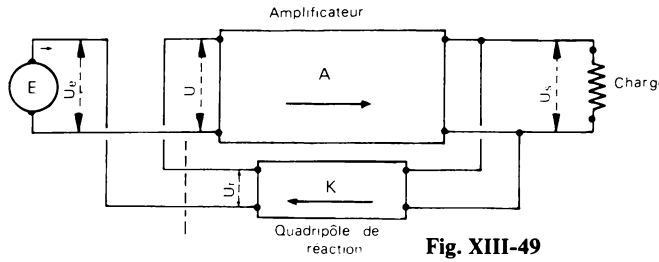


Fig. XIII-49

Pour obtenir la réaction, on prélève la tension de sortie et, après « amplification » par K, on l'applique en série avec le signal d'entrée. Par définition, on pose :

$$\frac{U_s}{U} = A \qquad (1)$$

$$\text{et } \frac{U_r}{U_s} = K \qquad (2)$$

Le produit A K est appelé gain de boucle, dénomination justifiée par le fait suivant :

Annulons le signal appliqué (E = O) et ouvrons la boucle en coupant le montage à l'endroit indiqué par les pointillés. On constitue ainsi un quadripôle formé essentiellement de la mise en cascade de A et de K, et dont le gain en tension est manifestement A × K.

Pour que cette définition du gain de boucle soit utilisable, il faut que l'ouverture de la boucle ne modifie en rien les conditions de fonctionnement des différents organes. Dans le cas du schéma, cette condition est satisfaite si l'impédance d'entrée de l'amplificateur est infiniment grande.

Lorsque la fréquence F varie de 0 à l'infini, le fonctionnement de l'ensemble de la figure précédente (et de tout amplificateur) subit forcément des variations d'amplitude et de phase. En particulier, il y a toujours des capacités parasites shunts qui produisent un retard de phase et une réduction d'amplitude aux fréquences élevées ; en outre, il y a souvent des condensateurs de couplage en série qui introduisent des variations analogues aux fréquences basses.

Nous pouvons tracer (fig. XIII-50) dans le plan complexe (x.jy) le diagramme représentatif des variations du gain de boucle A K lorsque la fréquence F varie de 0 à l'infini.

Le critère de Nyquist s'énonce comme suit :

Si le point + 1 est à l'extérieur de I_2 courbe représentative de A K, le système en boucle est stable et se comporte comme un amplificateur.

Dans le cas contraire (point + 1 sur la courbe ou à l'intérieur de la courbe), le système entre en auto-oscillation et fournit une tension de sortie U_s même en l'absence de signal appliqué E.

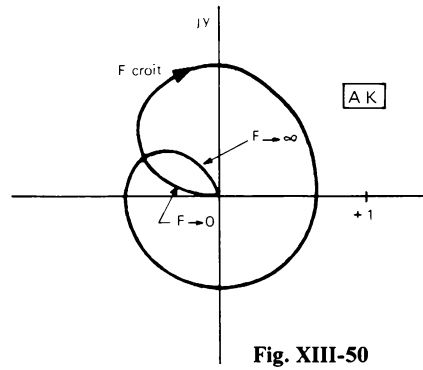


Fig. XIII-50

Notons que :

a) Le présent énoncé du critère de Nyquist est simplifié.

b) Le gain d'un amplificateur tend toujours vers zéro quand la fréquence tend vers l'infini. D'autre part, dans le cas où l'amplificateur ne transmet pas la composante continue, le gain tend aussi vers zéro lorsque la fréquence tend vers zéro. En conséquence, la courbe de la figure XIII-50 est donc une courbe fermée, et il n'y a aucune difficulté quant à la localisation du point + 1 à l'intérieur ou à l'extérieur du diagramme.

c) On peut démontrer que si la courbe représentative du gain de boucle A K passe juste par le point + 1, le système oscille sinusoïdalement à la fréquence correspondant à ce point + 1 de la courbe.

Dans la suite, nous nous placerons toujours dans le cas où le point + 1 est à l'extérieur du diagramme (la fonction oscillatrice étant étudiée au chapitre XIV).

Le quadripôle (U_e, U_s) de la figure XIII-49 se comporte donc comme un amplificateur. En plus de (1) et (2), nous avons la relation :

$$U = U_e + U_r \tag{3}$$

Examinons U et U_r entre (1), (2) et (3). Il vient :

$$U_s = \frac{A}{1 - A K} U_e \tag{4}$$

Le rapport :

$$A' = \frac{U_s}{U_e} = \frac{A}{1 - A K} \tag{5}$$

représente le gain en tension du nouvel amplificateur constitué par le système à réaction, c'est-à-dire par l'amplificateur soumis à cette réaction.

La réaction « positive » pratiquée sur un étage sélectif augmente à la fois la sélectivité de l'étage et son gain. Cette technique a été très employée autrefois ; elle est à peu près abandonnée aujourd'hui car elle conduit à la réalisation d'amplificateurs assez instables.

Réduction du gain. Contre-réaction

C'est une opération opposée à celle décrite précédemment. Son domaine d'application se situe principalement en BF (et en vidéo-fréquence).

On sait que, vers le milieu de la bande utile d'un amplificateur BF, le gain A est voisin d'un nombre réel dont le signe dépend du nombre d'étages et du montage de ces derniers. Supposons, pour fixer les idées, que A soit voisin d'un nombre positif a. On constitue alors le quadripôle de réaction, de telle sorte que son gain k_o soit réel et négatif (et indépendant de la fréquence) :

$$K = - k_o$$

Dans ces conditions, l'expression $(1 - A K) = 1 + a k_o$ est un nombre positif plus grand que 1, et le gain A' avec réaction devient un nombre positif plus petit que A donné par :

$$A' = \frac{a}{1 + a k_o} \qquad (6)$$

On dit alors que l'on applique une réaction négative ou contre-réaction. Si, de plus, $a k_o$ est grand par rapport à l'unité, on peut négliger 1 au dénominateur de (6) et, après simplification, nous avons :

$$A' \simeq \frac{1}{k_o} \qquad (7)$$

En conséquence, si le gain de boucle est grand, le gain en tension du système à contre-réaction ne dépend presque pas de l'amplificateur, mais seulement du quadripôle de réaction. Pratiquement, on réalise le quadripôle au moyen d'un réseau de résistances.

Il est peu commode de construire un amplificateur dont le gain reste constant malgré les variations de la température et des sources d'alimentation. Il est, par contre, relativement aisé de réaliser un quadripôle passif de propriétés stables pour l'utiliser comme réseau de contre-réaction.

D'après la relation (7), la réalisation d'un amplificateur stable se ramène à :

- construire un amplificateur de gain surabondant ;
- puis, ramener le gain à la valeur requise par l'introduction d'un réseau K de contre-réaction.

Les considérations précédentes restent valables si l'on considère les variations du gain, non plus au cours du temps, mais en fonction de la fréquence. Il en résulte que, si l'on considère un amplificateur à gain excédentaire « freiné » par contre-réaction, l'égalisation du gain de cet amplificateur est pratiquement réalisée dans toute la bande de fréquences pour laquelle le produit A K reste grand, en module, par rapport à l'unité. L'égalisation du module du gain est accompagnée par une diminution de la rotation de phase.

S'il est possible de placer, en amont de la boucle de contre-réaction, un amplificateur (ou un préamplificateur) non bruyant de gain A/A', on restitue la tension de sortie initiale pour le signal utile. Le bruit restant affaibli dans

le rapport A/A', le rapport « signal/bruit » (en amplitude) est amélioré dans le rapport A/A'. Le champ d'application se situe principalement dans le domaine des étages amplificateurs de puissance. Par contre, l'hypothèse selon laquelle le préamplificateur doit être exempt de bruit prohibe l'emploi de la contre-réaction pour diminuer la température de bruit d'un système d'amplification à grande sensibilité.

Pour les distorsions non-linéaires, on peut considérer la différence entre le signal non-distordu et le signal distordu comme étant une perturbation due à l'amplificateur ; le raisonnement précédent s'applique. Si on compense la diminution du gain due à la contre-réaction par l'utilisation d'un préamplificateur de tête sans distorsions, les coefficients arithmétiques de distorsion non-linéaire sont réduits dans le même rapport que le gain en amplitude.

Concernant l'impédance de sortie, modifions par exemple l'impédance de charge dans le montage de la figure XIII-49 : le courant de sortie varie. Etant donné l'impédance interne de A, il en résulte une variation de la tension de sortie ; tout se passe essentiellement comme si le gain de A s'était modifié. La contre-réaction tendant à contrecarrer les effets des variations de ce gain, son application se traduit par une diminution de l'impédance de sortie du système. Le calcul montre que l'impédance de sortie est réduite dans le même rapport que le gain en tension, à vide.

Enfin la contre-réaction augmente l'impédance d'entrée dans le même rapport qu'elle diminue le gain en tension.

●

Dans les amplificateurs BF de puissance, c'est généralement une boucle de contre-réaction en tension qui est mise en œuvre et qui englobe souvent les deux derniers étages, parfois les trois derniers. De nombreux procédés d'application peuvent être pratiqués et il serait fastidieux de les examiner dans le détail dans cet ouvrage ; mais, en général, le principe est toujours celui de la disposition théorique schématisée sur le figure XIII-51. Une fraction de la tension BF de sortie, determinée par le quadripôle CR, est reportée en amont dans l'amplificateur et ré-injectée en opposition de phase avec la tension d'entrée.

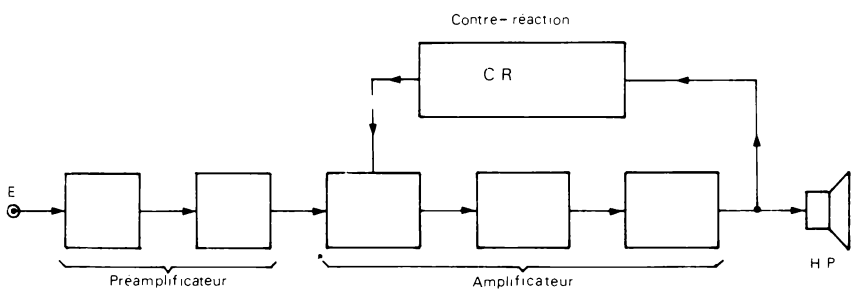


Fig. XIII-51

Dans certains cas, on effectue une contre-réaction en intensité ; elle ne s'applique alors que sur le seul étage considéré. Elle est obtenue simplement par l'intercalation d'une résistance R_e (non découplée par un condensateur) dans le circuit d'émetteur ; voir figure XIII-52. Dans cette figure, les notations employées correspondent à celles de la figure XIII-49. La tension U_r aux bornes de R_e représente la tension du signal alternatif BF apparaissant aux bornes de cette résistance du fait de l'organe amplificateur Q. On peut donc appliquer la théorie de la contre-réaction en regardant la tension U présente à l'entrée réelle de l'élément actif Q comme étant la résultante de la tension d'entrée U_e diminuée d'une tension U_r de réaction négative.

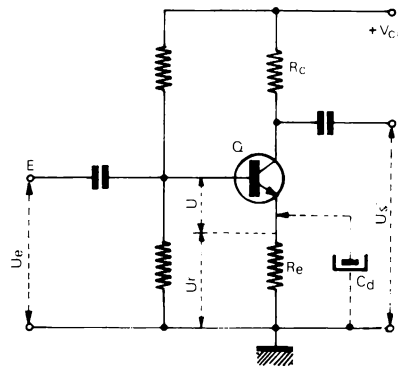


Fig. XIII-52

Cette méthode est fréquemment utilisée dans les montages à transistors pour stabiliser le gain malgré les dérives thermiques et pour augmenter l'impédance d'entrée. Toutefois, ce procédé diminue fortement le gain de l'étage. Le plus souvent, on préfère conserver un gain élevé et appliquer une boucle de contre-réaction en tension englobant plusieurs étages. La résistance R_e est alors néanmoins maintenue, mais elle est shuntée par un condensateur de découplage C_d (en pointillés) de forte capacité qui supprime toutes traces de composante BF aux bornes de la résistance R_e (suppression de U_r). Cette résistance ne joue alors un rôle qu'en courant continu ; elle stabilise le point de fonctionnement au repos du transistor et évite le phénomène connu sous le nom d'emballement thermique.

Tout ce qui précède montre que la contre-réaction en tension constitue une méthode efficace pour améliorer les caractéristiques d'un amplificateur ; néanmoins, parfois, son application présente quelques difficultés. En fait, il est nécessaire de se placer dans des conditions telles que la condition de stabilité définie par le critère de Nyquist soit satisfaite.

Si l'on recherche une contre-réaction de grande efficacité, ce qui implique un gain de boucle élevé, il devient très malaisé de satisfaire à cette condition de stabilité, du fait de la rotation de phase des étages amplificateurs.

Soit une suite d'étages BF à liaison par résistance et capacité. On sait que :

1° chaque étage avance la phase de $\frac{\pi}{2}$ lorsque F tend vers zéro ;

2° chaque étage retarde la phase de $\frac{\pi}{2}$ lorsque F tend vers l'infini.

Tout se passe assez bien avec deux étages ; mais les complications commencent à partir de trois étages...

Considérons donc le cas de trois étages en cascade. Le diagramme représentatif du gain de boucle A K dans le plan complexe peut avoir l'un des aspects indiqués sur la figure XIII-53.

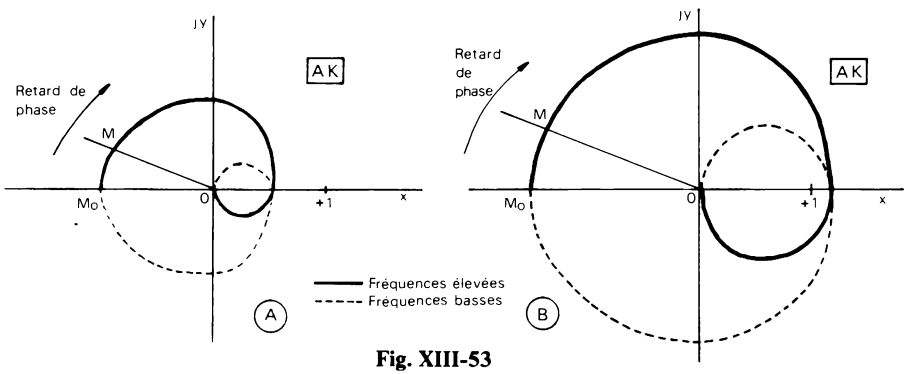


Fig. XIII-53

Le point M de la courbe se situe au voisinage de M_0 pour des fréquences moyennes de la bande (l'angle polaire de OM étant égal à π ; opposition parfaite de phase).

Compte tenu des déphasages des trois étages en cascade, cet angle polaire varie :

de $\pi + 3\,\frac{\pi}{2}$ lorsque F tend vers zéro

à $\pi - 3\,\frac{\pi}{2}$ lorsque F tend vers l'infini.

Il existe donc deux fréquences pour lesquelles la courbe coupe l'axe réel dans la partie positive de celui-ci, et le système sera stable (en A) ou instable (en B) selon que le module du gain de boucle pour les fréquences considérées sera inférieur ou supérieur à 1.

Le calcul montre que si les trois étages sont identiques, le gain de boucle au centre de la bande utile doit rester inférieur à 8 ; soit 18 dB. Ce gain limite décroît rapidement lorsque le nombre d'étages inclus dans la boucle augmente.

Diverses méthodes restent cependant possibles pour reculer la limite du gain autorisé :

1° Introduction dans certains étages de l'amplificateur de circuits du genre de ceux représentés sur la figure XIII-54. Aux fréquences élevées, le circuit (A) peut procurer un affaiblissement notable tout en donnant un déphasage qui tend vers zéro lorsque F augmente. Il en est de même pour le circuit (B), mais du côté des fréquences faibles.

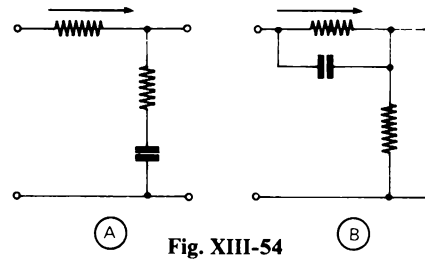


Fig. XIII-54

2° Application d'une contre-réaction partielle auxiliaire et séparée (de faible taux) sur un seul étage, ou sur chaque étage, de l'ensemble amplificateur.

Comme on peut le voir sur la figure XIII-53, la contre-réaction dans la bande utile peut entraîner une réaction en dehors de cette bande. Ces remontées de gain peuvent être préjudiciables à un bon fonctionnement de l'amplificateur si des signaux parasites aux fréquences correspondantes risquent de s'introduire dans la chaîne d'amplification.

Exemple, en BF : fréquences très basses = instabilité de l'alimentation ; ou au contraire, fréquences ultra-soniques susceptibles d'altérer la fidélité.

Autant de points qu'il importe de surveiller de très près. En règle générale, il vaut mieux agir sur les étages d'amplification et laisser le taux de contre-réaction aussi voisin que possible d'une *constante* réelle.

●

4) Effet Miller et impédance d'entrée

Dans un amplificateur HF ou MF qui doit être sélectif, une légère perturbation du fonctionnement par désaccord des circuits peut être observée si l'on modifie le gain de la lampe ou du transistor amplificateur, par exemple par action d'une commande automatique de gain (CAG). En effet, une variation de la polarisation se traduit par une variation de la capacité dynamique d'entrée, cette dernière variation pouvant donc modifier l'accord du circuit qui s'y trouve connecté ; c'est ce que l'on nomme l'effet Miller.

Reportons-nous à la figure XIII-55.

Dans le cas d'un tube, la capacité dynamique fictive grille-cathode (C_d) est égale au produit de la capacité grille-plaque C_{gp} par le gain d'amplification G du tube augmenté de 1.

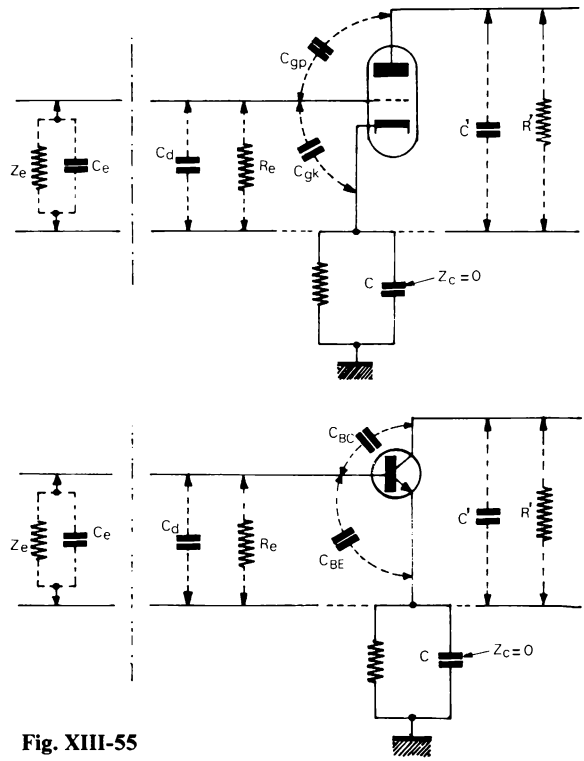


Fig. XIII-55

Cela s'écrit :

$$C_d = C_{gp} (G + 1)$$

L'amplification dépendant de la pente, la pente dépendant de la polarisation, cette capacité fictive dépend donc bien finalement de la polarisation (et de ses variations éventuelles).

A cette capacité dynamique, il convient d'ajouter la capacité statique grille-cathode (C_{gk}). La capacité totale d'entrée est donc :

$$C_e = C_d + C_{gk}$$

Naturellement, seule la capacité dynamique d'entrée C_d varie avec le gain par effet Miller.

Il est bien évident que l'effet Miller se retrouve exactement de la même façon dans les montages amplificateurs à transistors où nous pouvons écrire :

$$C_d = C_{BC} (G_O + 1)$$

$$\text{et } C_e = C_d + C_{EB}$$

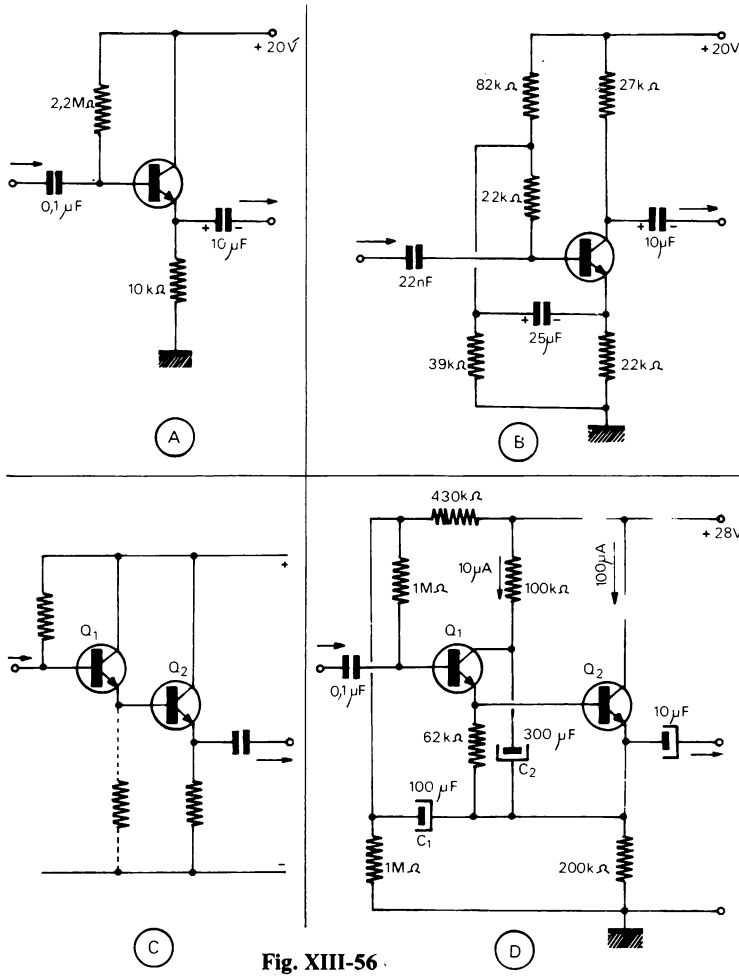


Fig. XIII-56

Des ordres de grandeur de la capacité statique d'entrée sont les suivants : transistor bipolaire ordinaire = 50 à 1 000 pF ; transistor à effet de champ = 5 pF environ ; lampe = 5 à 15 pF.

En outre, qui dit variation de la capacité d'entrée dit également modification de l'accord et de l'amortissement du circuit. Plus la capacité totale d'entrée est grande, plus l'impédance d'entrée est réduite, cela se conçoit.

De plus, si l'on considère maintenant l'impédance résultante d'entrée, il faut tenir compte de la résistance d'entrée qui est de l'ordre : de 1 000 Ω pour un transistor bipolaire ; de 10^5 à 10^6 Ω pour un transistor à effet de champ.

Dans le cas d'un montage à transistor bipolaire, la résistance d'entrée sur la base peut par ailleurs être modifiée dans des proportions relativement grandes selon que cette base est polarisée par une seule résistance de forte valeur, ou par un pont de deux résistances (auquel cas, il faut considérer la résistance équivalente formée par les deux résistances supposées connectées en parallèle).

Nous devons aussi préciser qu'il y a possibilité d'augmenter l'impédance d'entrée des étages à transistor bipolaire en utilisant des montages spéciaux. On peut, par exemple, si cela est possible, admettre un étage à faible gain et à contre-réaction d'intensité importante (résistance d'émetteur non découplée par un condensateur). On peut également mettre en œuvre des montages du genre des deux exemples représentés en A et B sur la figure XIII-56, et avec lesquels l'impédance dynamique d'entrée obtenue est de l'ordre de 100 kΩ. Les valeurs des composants indiquées sur ces schémas sont des ordres de grandeur. Un montage également intéressant est celui représenté en C (ou montage Darlington), qui sera d'ailleurs étudié plus loin au numéro 6). Dans cet assemblage, on peut dire que la résistance d'émetteur du transistor d'entrée Q_1 se trouve multipliée par le gain dû au transistor Q_2 faisant suite. Or, nous savons que plus cette résistance est de valeur élevée, plus l'impédance d'entrée est à son tour importante.

En associant sur un même montage les techniques que nous venons d'exposer, on peut aboutir à un schéma du genre de celui représenté en D dans lequel, avec les composants indiqués, l'impédance d'entrée est de plusieurs mégohms. Les transistors Q_1 et Q_2 sont du type 2N1711 ou BSW65. Les capacités C_1 et C_2 dépendent de la fréquence la plus faible que l'on se propose de transmettre sans atténuation notable ; mais la capacité de C_2 doit toujours être trois fois plus grande que celle de C_1. L'inconvénient est la nécessité d'une tension d'alimentation relativement importante.

On se souviendra également que lorsqu'il s'agit d'avoir une impédance d'entrée élevée, les transistors à effet de champ (FET ou MOS) offrent une solution de choix.

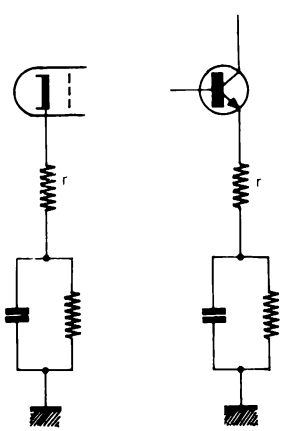


Fig. XIII-57

Pour terminer, revenons à l'effet Miller et disons que s'il est gênant et doit être compensé, il suffit de prévoir une légère contre-réaction d'intensité sur l'étage considéré : résistance de faible valeur, non découplée par un condensateur, intercalée en supplément dans le circuit de cathode ou d'émetteur. C'est généralement la solution pratique qui est adoptée : voir figure XIII-57 (résistance r).

●

5) Impédance de sortie

L'amortissement dû à l'étage précédent, du fait de l'impédance de sortie de cet étage, ne présente généralement pas une importance capitale dans le cas des amplificateurs BF. Mais, bien souvent, il n'en va pas de même avec les amplificateurs à vidéo-fréquence, ou HF, ou VHF.

Rappelons que dans le cas d'un étage amplificateur à transistor bipolaire, l'impédance de sortie est faible pour le montage à collecteur commun (sortie sur l'émetteur) ; moyenne pour le montage à émetteur commun (sortie sur le collecteur) ; et élevée pour le montage à base commune (sortie sur le collecteur).

Reportons-nous à la figure XIII-55 vue précédemment. Dans le cas d'un tube, l'impédance de sortie R' peut être considérée comme étant égale à :

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{\rho} + \frac{1}{Z}$$

avec ρ = résistance interne du tube ;
Z = impédance du circuit anodique à la résonance ou dans la bande considérée de fréquences.

Eventuellement, il faut tenir compte également de la capacité C' de sortie que l'on peut considérer comme étant égale à :

$$C' = C_S + C_C$$

avec C_S = capacité anodique de sortie ;
C_C = capacité parasite de câblage.

Dans le cas d'un étage à transistor bipolaire en émetteur commun, nous pouvons considérer R' comme étant égale à :

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_{CE}} + \frac{1}{Z}$$

avec R_{CE} = résistance dynamique collecteur-émetteur, c'est-à-dire :

$$\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$

et Z = impédance du circuit de collecteur à la résonance ou dans la bande considérée de fréquences.

Eventuellement, il faut tenir compte aussi de la capacité C' de sortie que l'on peut considérer comme étant égale à :

$$C' = C_S + C_C$$

avec C_S = capacité de sortie du collecteur ;
C_C = capacité parasite de câblage.

En conséquence, s'il s'agit d'une succession d'étages, dans tous les cas, il ne faut pas oublier d'ajouter C' à la capacité d'entrée C_e de l'étage suivant, et ne pas omettre de calculer la résistance résultante née de la mise en parallèle de R' sur Z_e de l'étage suivant également.

Pour terminer, remarquons que les capacités additionnelles C_e et C' peuvent participer à l'accord des circuits d'entrée ou de sortie, si ces circuits sont accordés. Si ce n'est pas le cas, il faut considérer ces capacités comme présentant une impédance shunt égale à :

$$\frac{1}{2 \pi F C}$$

●

6) Le montage Darlington

Nous avons déjà eu l'occasion de rencontrer le montage Darlington et d'en dire quelques mots au chapitre XII, § 6, ainsi qu'au numéro 4 précédent ; nous allons l'examiner plus en détail ici.

Nous savons qu'il s'agit d'un assemblage électronique de transistors dont l'ensemble présente des caractéristiques fort intéressantes. Certes, le montage Darlington est disponible dans le commerce, en différentes caractéristiques et performances ou applications, ceci sous forme d'ensembles intégrés (si l'on peut dire) ; mais il est malgré tout facile de réaliser soi-même ce montage dont l'avantage principal tient au fait qu'avec très peu d'éléments, nous disposons d'un étage amplificateur à grand gain et à courbe de réponse linéaire.

C'est en quelque sorte un amplificateur de type continu, comme nous allons le voir :

La relation : $I_e = I_c + I_b$, c'est-à-dire : le courant d'émetteur est égal à la somme du courant du collecteur et du courant de base, nous montre que le courant d'émetteur d'un transistor se partage en deux courants, l'un que l'on retrouve sur le collecteur et l'autre qui est dévié par la base (fig. XIII-58), si l'on veut bien admettre un tel raisonnement.

Il est une autre relation qui détermine la valeur du courant de collecteur en fonction de celui qui traverse l'émetteur, et par voie de conséquence, celui qui est en quelque sorte « perdu » sur la base :

$I_c = \alpha I_e$ avec α inférieur à l'unité.

Donnons quelques ordres de grandeur de ce coefficient alpha.

Pour un transistor théoriquement parfait, il serait de 0,999999 ; mais en réalité sa valeur se situe entre 0,8 pour un transistor médiocre ; 0,9 pour un transistor moyen ; et 0,95 à 0,98 pour de très bons transistors.

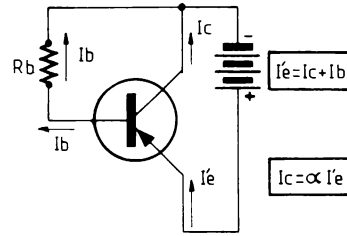


Fig. XIII-58

Il est possible de déterminer approximativement la valeur du gain qui sera obtenu avec un transistor, connaissant la valeur de son coefficient alpha ; ce gain sera égal à :

$$G = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \text{ (à une très bonne approximation) ;}$$

et cela nous donne :

pour alpha = 0,99 un gain de 100 environ

pour alpha = 0,95 un gain de 20 environ

pour alpha = 0,90 un gain de 10 environ

pour alpha = 0,80 un gain de 4 environ

Expliquons-nous : si alpha vaut 0,90, cela signifie que 10 % du courant émetteur passe dans la base, et cela signifie encore qu'il y a un rapport de 10 entre le courant de base et celui de collecteur ; ainsi donc, pour une variation du courant base, il y aura une variation multipliée par dix dans le circuit de collecteur, donc sensiblement une amplification de 10 fois.

Par contre, si alpha valait 0,99, cela signifierait que seulement 1 % du courant d'émetteur rejoint la base et, par conséquent, pour une variation du courant de base, une variation cent fois plus forte se retrouverait dans le circuit collecteur, donc un gain de 100.

Ce petit rappel nous montre tout l'intérêt qu'il y a à disposer d'un transistor dont le coefficient alpha est plus proche de 1, et l'idéal serait de trouver des transistors avec un alpha de 0,999 ou même 0,9999... Or, de tels transistors coûteraient une petite fortune, car leur fabrication n'est pas chose aisée, et les fabricants de semi-conducteurs devraient effectuer des tris sévères qui élimineraient la très grande majorité de leur production.

Pour remédier à cette carence, il est un montage des plus astucieux, appelé « Darlington », qui nous permet, avec deux transistors moyens, donc bon marché, d'en réaliser un excellent et dont le prix sera bien inférieur au transistor unique de mêmes caractéristiques ; de même avec trois transistors très moyens, nous constituerons un transistor à la limite de la perfection et qui n'aurait aucune équivalence dans le commerce.

Il s'agit donc de deux ou de plusieurs transistors dont les circuits d'entrée sont montés en série et les circuits de sortie en parallèle, permettant ainsi d'accroître le facteur d'amplification en courant.

Dans le cas de deux transistors (voir la figure XIII-59), si ces derniers sont de médiocre qualité, leurs alphas seront de 0,90 environ. Le transistor « composite » ainsi obtenu, c'est-à-dire le transistor réalisé artificiellement avec les deux transistors élémentaires T_1 et T_2, aura un coefficient alpha de l'ordre de 0,99 (c'est-à-dire comparable à un transistor de très haute qualité).

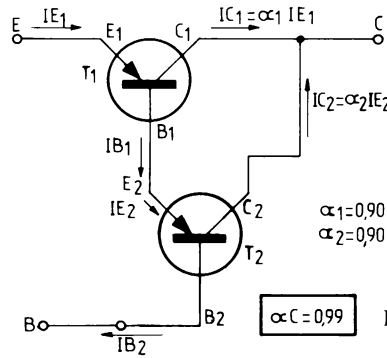


Fig. XIII-59

Le transistor T_1 a un coefficient alpha 1 et le transistor T_2 un coefficient alpha 2 ; soit I_{e1} le courant d'entrée du transistor composite qui est également le courant d'entrée (courant d'émetteur) du transistor T_1 ; il sort de T_1 un courant collecteur I_{c1} égal à :

$$I_{c1} = \alpha_1 \times I_{e1}$$

Le courant de base de T_1 vaut donc : $I_{B1} = (1 - \alpha_1) \times I_{e1}$.

Ce courant I_{B1} est aussi le courant d'émetteur du transistor T_2 dont le courant de collecteur sera : $I_{c2} = \alpha_2 \times I_{e2}$.

Le courant de base de T_2 sera $I_{B2} = (1 - \alpha_2) \times I_{e2}$.

Et, si l'on regroupe toutes ces relations, il vient :

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_1 I_{e1} + \alpha_2 I_{e2}$$

Et, comme $\alpha_2 \times I_{e2} = \alpha_2 (1 - \alpha_1) I_{e1}$, nous avons :

$$I_C = [\alpha_1 + (1 - \alpha_1) \alpha_2] I_{e1}$$

d'où le alpha composite : $\alpha_C = \frac{I_C}{I_e} = \alpha_1 + (1 - \alpha_1) \alpha_2$

Ce qui s'écrit :

$$\alpha \text{ composite} = \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_1\alpha_2$$

Prenons un exemple avec $\alpha_1 = 0{,}90$ et $\alpha_2 = 0{,}90$; il vient :

$$\alpha \text{ comp.} = 0{,}90 + 0{,}90 - 0{,}81 = 0{,}99.$$

Et c'est bien là ce que nous avions annoncé.

Le transistor ainsi constitué aura donc un coefficient alpha égal à 0,99, donc de qualité exceptionnelle, bien que T_1 et T_2 soient des plus médiocres !

Avec trois transistors (voir la figure XIII-60), le calcul du alpha composite est identique ; on le calcule en groupant deux transistors, puis le transistor ainsi obtenu avec le troisième ; le montage Darlington pourrait grouper 4, 5 ou 6 transistors sur le même principe, mais en pratique le nombre des transistors est limité à 3, sauf en de très rares occasions. Avec un Darlington à trois éléments, le gain est de 1 000 environ si les transistors de base sont très médiocres ; le gain monte à 10 000 et davantage, si les composants de base sont de qualité correcte, ce qui est tout de même le plus généralement le cas !

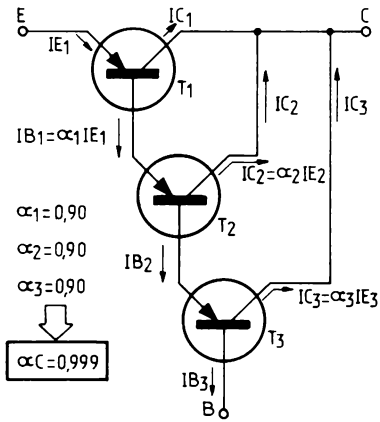


Fig. XIII-60

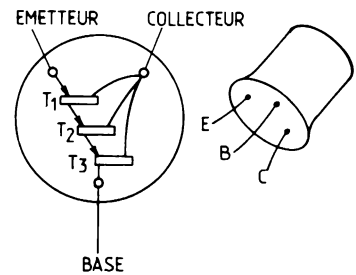


Fig. XIII-61

Ce procédé est très intéressant, car il permet de monter, sous un même capot de transistor, plusieurs pastilles de semi-conducteurs raccordées entre elles suivant ce schéma (fig. XIII-61) et de n'avoir que trois fils de sortie (Emetteur ; Base ; Collecteur) comme pour un transistor normal, avec le même encombrement, mais avec des caractéristiques sensationnelles. Avec de telles performances sous un si petit volume, la miniaturisation y gagne considérablement.

●

7) Circuits différentiateur et intégrateur

Il existe de nombreuses combinaisons de composants permettant de réaliser soit un circuit différentiateur, soit un circuit intégrateur, plus ou moins complexe. Notre propos n'est pas de les examiner tous, dans le détail, ici. Plus modestement, nous voulons simplement exposer le rôle, la fonction, de tels circuits, et donner les formules élémentaires essentielles qui s'y rapportent et qu'il est parfois bien utile de connaître...

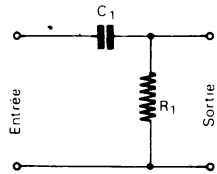


Fig. XIII-62

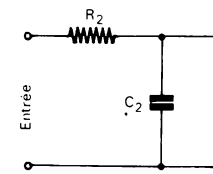


Fig. XIII-63

La figure XIII-62 représente un circuit différentiateur simple et classique. Un circuit non moins simple et classique d'intégrateur est montré sur la figure XIII-63.

En bref et d'une manière très élémentaire, nous pouvons dire que le circuit différentiateur est un circuit monté pour recueillir à la sortie un potentiel proportionnel au taux de variation du courant d'entrée en fonction du temps. L'intégrateur est un circuit qui intègre pendant un temps donné une certaine grandeur électrique, c'est-à-dire qu'il effectue automatiquement la « totalisation » de cette grandeur électrique variant en fonction du temps ; il donne une tension de sortie proportionnelle à la valeur de l'accumulation du courant d'entrée à chaque cycle.

Il ne faut surtout pas confondre un différentiateur avec un circuit de liaison BF, et un intégrateur avec un circuit de découplage ! Ou alors, il faut voir ces seconds circuits comme des cas particuliers... (?). En effet, avec un différentiateur ou un intégrateur, on vise des buts bien précis qui ont été définis simplement précédemment ; ces buts sont atteints par le choix judicieux des valeurs de R et C qui font, entre autres, que la forme du signal de sortie n'a rien de commun avec celle du signal d'entrée.

Le décalage de phase provoqué peut se calculer, dans le cas du différentiateur, par la formule :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{2 \pi F C_1 R_1}$$

avec F en hertz, C_1 en farads, et R_1 en ohms.

Avec l'intégrateur, nous avons :

$$\operatorname{tg} \varphi = 2 \pi F C_2 R_2$$

avec les mêmes unités que ci-dessus.

Dans les deux cas, la constante de temps Θ en microsecondes (μs) est donnée par la relation :

$$\Theta = RC$$

avec R en mégohms et C en picofarads.

Dans ces formules, pour les valeurs de C et de R, il ne faut jamais perdre de vue les capacités et les impédances des autres circuits connectés à l'entrée et à la sortie, grandeurs qui parfois ne sont pas négligeables.

Si ces notions élémentaires sont maintenant parfaitement claires, nous pouvons passer à la généralisation :

Lorsque la période T du signal appliqué à l'entrée est très différente de la constante de temps Θ du circuit, on démontre que :

1° Si Θ est très grand par rapport à T, la tension qui apparaît aux bornes du condensateur (C_2) a la même forme que celle qui résulterait de l'intégration mathématique du signal appliqué.

2° Si Θ est très petit par rapport à T, la tension qui apparaît aux bornes de la résistance (R_1) a la même forme que celle qui résulterait de la différentiation mathématique du signal appliqué.

La figure XIII-64 représente la forme du signal recueilli en sortie, selon la forme du signal appliqué à l'entrée, et suivant qu'il y a intégration ou différentiation.

En radiotechnique, en télévision, en électronique générale, dans toute la technique des impulsions, les applications de ces circuits sont innombrables.

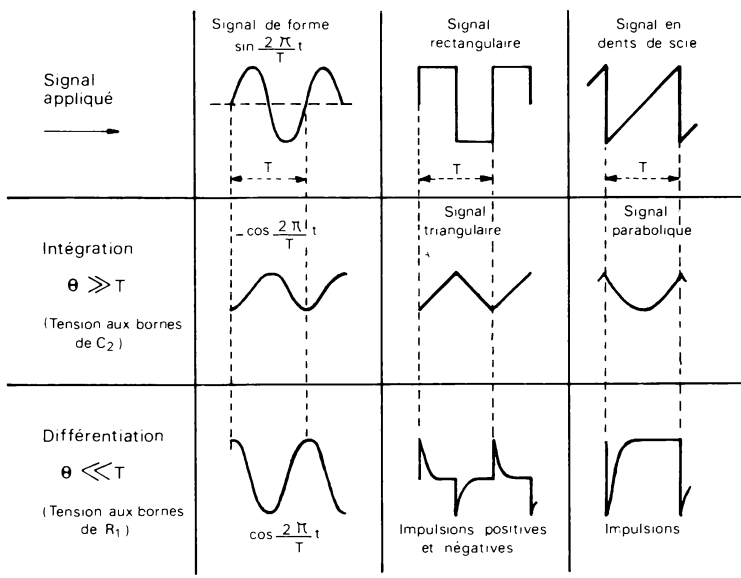


Fig. XIII-64

CHAPITRE XIV

LA FONCTION OSCILLATRICE

§ 1. – Fonctionnement d'un oscillateur

Tout comme dans l'exposé ayant fait l'objet du n° 3 du § 12 du chapitre précédent, nous allons considérer un organe amplificateur associé à des composants extérieurs, et notamment à une boucle de réaction. Mais nous nous placerons dans des conditions telles que l'application du critère de Nyquist fasse conclure à l'instabilité.

Théoriquement, deux cas peuvent se présenter :

a) Le point + 1 tombe juste sur la courbe représentative du gain de boucle (fig. XIV-1). Le système oscille alors sinusoïdalement sur la fréquence correspondant au point + 1 de la courbe. L'amplitude et la phase de l'oscillation dépendent des conditions initiales dans lesquelles le système a été « lancé ». Le régime est donc (toujours théoriquement) permanent.

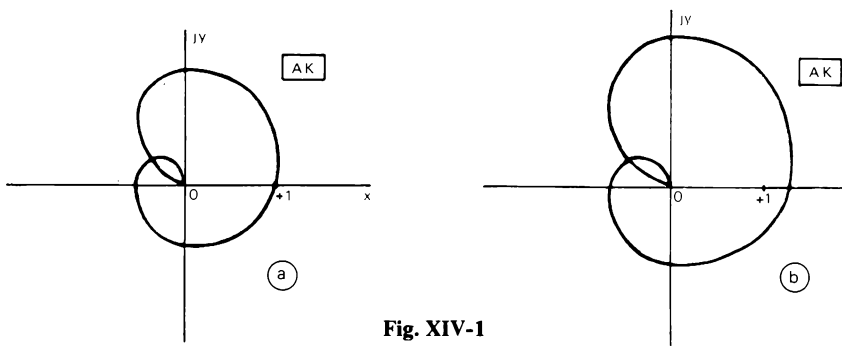


Fig. XIV-1

b) Le point + 1 est à l'intérieur de la courbe représentative. Le système (supposé « lancé » initialement par un signal de petite amplitude) manifeste alors un mouvement oscillatoire d'amplitude croissante (toujours théoriquement).

Matériellement, la réalisation de la condition du cas (a) est peu probable. Ou bien la courbe passe légèrement à droite de + 1 et l'évolution est celle du cas (b). Ou bien la courbe passe légèrement à gauche de + 1, et le système revient au repos au bout d'un temps plus ou moins bref.

La condition de réalisation initiale du cas (b) est appelée condition d'auto-oscillation.

Soit un montage satisfaisant à la condition (b), celui de la figure XIV-2 par exemple, où nous avons :

T = organe amplificateur ;

C.O. = circuit oscillant composé d'une capacité C et d'une inductance L de résistance r ; circuit ayant un coefficient de surtension Q ;

L' = bobine insérée dans le circuit de sortie de T et couplée au C.O. par une inductance mutuelle M de sens convenable (donc assurant la réaction).

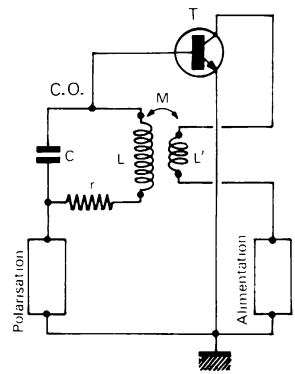


Fig. XIV-2

Il arrive rapidement un moment où l'amplificateur cesse de fonctionner en régime linéaire. Il en résulte une réduction du gain apparent d'autant plus importante que l'amplitude de l'oscillation est plus grande. Ainsi s'instaure un processus de régulation qui tend vers l'installation d'un régime permanent, et le mouvement oscillatoire n'est donc plus d'amplitude croissante.

En fait, le régime croissant du départ ne peut durer longtemps, car les amplitudes atteintes deviennent rapidement telles qu'elles sortent des limites du fonctionnement linéaire de T. Pour certains instants de la « période », l'organe T se trouve soit bloqué, soit saturé.

Le couplage avec le C.O. par l'inductance mutuelle M de sens convenable a pour effet d'introduire dans ce C.O. un certain courant formé d'une suite alternée d'impulsions : il y a excitation par chocs du circuit oscillant.

Et l'on retiendra que c'est la non-linéarité de l'organe actif (amplificateur T) qui fait glisser le gain en fonction de l'amplitude et amène le système à se stabiliser automatiquement selon un régime correspondant à la condition (a).

La stabilité en amplitude est assurée dans de bonnes conditions lorsque le gain de boucle du système fonctionnant en régime linéaire est beaucoup plus grand que 1 pour la fréquence d'auto-oscillation.

La stabilité en fréquence est d'autant meilleure que le coefficient de surtension Q du C.O. est élevé. Or, ce coefficient est amorti par la résistance r du bobinage L et par la résistance d'entrée de T. D'où nécessité de réduire le plus possible ces causes d'amortissement (soins dans la fabrication et pour la qualité de L).

En ce qui concerne la seconde cause, elle peut être réduite en appliquant à T une fraction seulement de la tension aux bornes du C.O. ; dans ce but, on peut faire une prise intermédiaire sur la bobine L ou réaliser un potentiomètre capacitif par C. Cela s'appelle diminuer le couplage du résonateur.

La diminution du couplage du résonateur n'affecte notablement le gain de boucle que lorsque les pertes du C.O. commencent à devenir prépondérantes. C'est finalement le coefficient de surtension propre du C.O. qui limite la réduction du couplage et qui conditionne la stabilité en fréquence.

Dans ces considérations sur la stabilité en fréquence, nous avons par ailleurs supposé :

- que le C.O. n'avait pas de dérive propre de fréquence d'accord sous l'effet, par exemple, de déformations mécaniques dues à des variations thermiques ou autres motifs ;
- que le coefficient d'induction mutuelle M était constant ;
- que les caractéristiques (pente S ou β, capacités d'entrée et de sortie, etc.) de l'organe amplificateur T étaient invariables dans le temps et avec la température.

§ 2. – Stabilisation d'une oscillation par un quartz

Un quartz de caractéristiques appropriées, intercalé convenablement dans le montage, détermine exactement et stabilise la fréquence des oscillations.

A l'état naturel, les cristaux de quartz se présentent sous la forme de prismes hexagonaux surmontés de deux pyramides. La ligne imaginaire qui joint les deux sommets des pyramides se nomme axe optique. Nous représentons (fig. XIV-3) la section d'un cristal par un plan perpendiculaire à son axe optique (O est donc la section de l'axe optique).

Les trois axes X_1-X'_1, X_2-X'_2 et X_3-X'_3 sont les axes électriques ; et les axes Y_1-Y'_1, Y_2-Y'_2 et Y_3-Y'_3, perpendiculaires aux côtés du prisme hexagonal, se nomment axes mécaniques. Dans un tel prisme de quartz, on pourrait tailler des lames minces dans n'importe quel plan ou direction ; cependant, deux tailles principales présentent de l'intérêt :

La taille X, ou coupe Curie,

La taille Y, ou coupe à 30 degrés.

On pratique aussi la coupe A.T. En considérant la constance des oscillations d'une lame de quartz, on s'aperçoit que le coefficient de température dépend de la taille de cette lame.

Quand les faces sont normales à l'axe électrique, ce coefficient est de $-(2 \times 10^{-5})$ environ ; quand elles sont à la fois parallèles à l'axe électrique

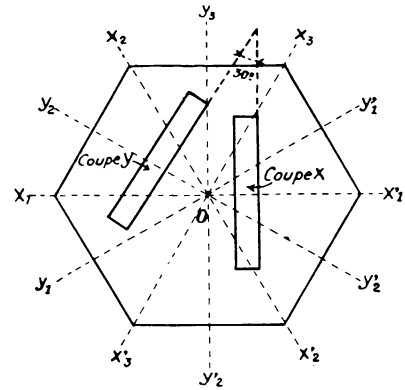


Fig. XIV-3

et à l'axe optique, il est égal à + (8×10^{-5}) ; enfin, pour des lames dont les faces sont parallèles à l'axe électrique et dont la normale fait un angle θ avec l'axe optique, le coefficient est égal à + (8×10^{-5}) pour $\theta = 90°$, à – (8×10^{-5}) si $\theta = 160°$, et il s'annule pour $\theta = 40°$ et 160°. En choisissant un de ces deux derniers angles pour la taille, on obtient des quartz à faible coefficient de température (coupe AT) ; l'effet piézo-électrique est un peu diminué, mais cela ne présente pas d'inconvénient notable en regard des avantages obtenus.

(Un coefficient positif indique que la fréquence augmente en même temps que la température. Pour un coefficient négatif, la fréquence diminue.)

Rappelons brièvement les phénomènes dits piézo-électriques que l'on peut observer dans un quartz :

a) Si l'on comprime ou dilate une lame de cristal dans le sens de l'axe électrique ou dans le sens de l'axe mécanique, il apparaît, sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique choisi au moment de la coupe, une charge électrique.

b) Le phénomène précédent est réversible ; si l'on applique entre ces mêmes faces une différence de potentiel continue, l'épaisseur du cristal varie très légèrement en plus ou en moins.

c) Si le cristal vibre mécaniquement, la différence de potentiel engendrée est alternative.

d) Si l'on applique sur les faces une différence de potentiel alternative, le cristal se met à vibrer.

Dès 1922, l'Américain Walter G. Cady a montré qu'il était possible d'utiliser un cristal de quartz pour la stabilisation en fréquence des oscillations d'un tube triode, la fréquence étant déterminée par l'épaisseur du cristal.

On est parvenu à assurer l'entretien d'oscillations commandées par cristal avec une stabilité telle que les variations de fréquence, au cours de journées entières, ne dépassent pas 1/100 000 et même 1/1 000 000 (quartz placé dans une enceinte à température constante contrôlée par thermostat).

En fait, les caractéristiques électromagnétiques (circuit équivalent) du quartz montrent que l'amortissement est excessivement faible, circonstance particulièrement favorable pour la stabilité. D'autre part, la courbe de résonance du quartz est beaucoup plus abrupte que celle d'un circuit oscillant ordinaire.

Pour la stabilisation de fréquence, on applique les efforts mécaniques dans le sens de l'épaisseur de la lame de cristal. On place celui-ci entre deux plaques métalliques assurant une pression très douce. Parfois, la plaque supérieure est juste posée sur la face du cristal. On utilise également des supports à « lame d'air », c'est-à-dire qu'un petit espace d'air est laissé entre le cristal et la plaque supérieure.

Un tel support à lame d'air est favorable à la production d'oscillations intenses ; par variation de l'épaisseur de cette lame d'air, on peut également modifier quelque peu la fréquence des oscillations engendrées.

Dans n'importe quel support, il est capital que les plaques de métal en contact avec la pastille de quartz soient parfaitement planes. De même, les plaques et le cristal doivent être dans un parfait état de propreté. On peut les nettoyer à l'éther ou au tétrachlorure de carbone ; puis, bien laisser sécher à l'abri de l'humidité et de la poussière, avant de remonter le tout.

Dans un montage oscillateur à cristal, l'influence des variations des caractéristiques du tube ou du transistor et de son régime de fonctionnement (variations des tensions d'alimentation) est pratiquement négligeable.

La fréquence des oscillations produites est indépendante, pratiquement, de la fréquence d'accord du circuit oscillant ; il n'en est pas de même de l'énergie HF disponible à ses bornes, qui est évidemment maximum lorsque le circuit oscillant est accordé sur la fréquence d'entretien du quartz.

Le quartz n'est pas le seul cristal utilisable dans la stabilisation d'un oscillateur. Des disques taillés de manière convenable dans des cristaux de tourmaline conviennent très bien également. Ils sont même moins fragiles que les cristaux de quartz, et de 35 % environ plus épais pour une même fréquence d'entretien.

Ces disques de tourmaline peuvent osciller sur des fréquences très élevées.

§ 3. – Montages oscillateurs à semi-conducteurs

Du point de vue technologique, nous donnons des exemples très classiques d'oscillateurs à transistors sur la figure XIV-4, où nous avons :

A = Oscillateur quartz Pierce à transistor FET ;

B = Oscillateur quartz à FET, à circuit de sortie accordé ;

C = Oscillateur quartz Pierce à transistor NPN ;

D = Oscillateur Hartley à FET, à réaction par la source ;

E = Oscillateur Colpitts à FET-MOS double porte ;

F = Oscillateur Hartley à transistor PNP à réaction par l'émetteur.

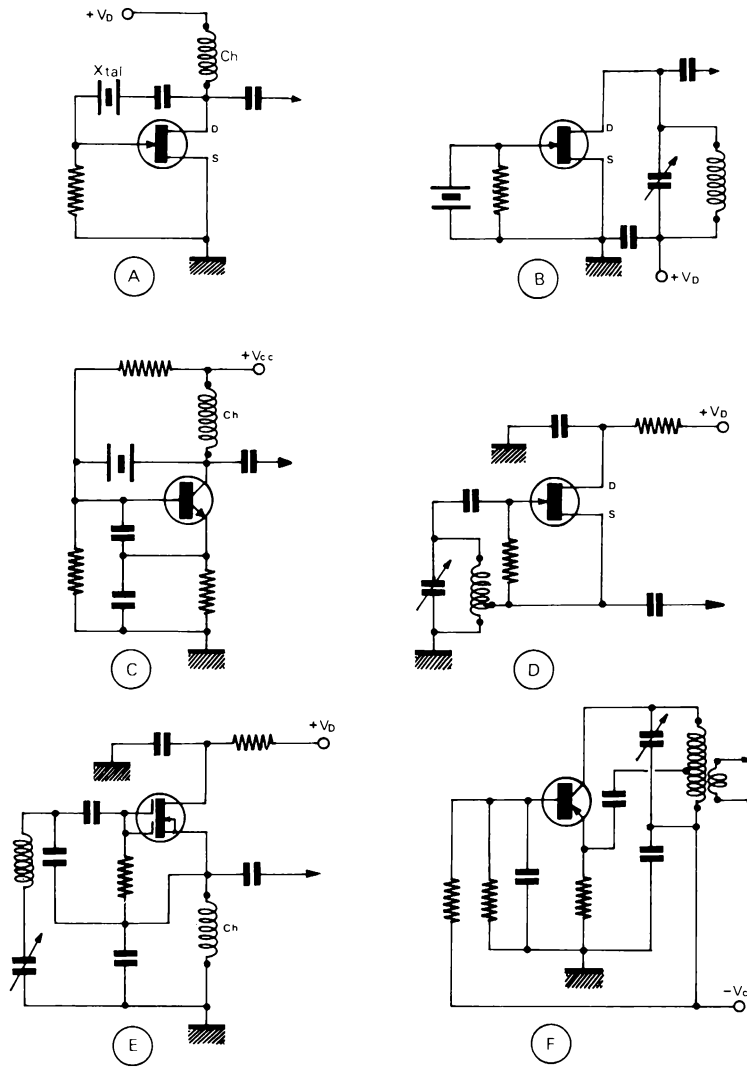


Fig. XIV-4

Et, bien entendu, il existe encore d'autres montages possibles d'oscillateurs sinusoïdaux avec des transistors...

Oscillateur à diode « tunnel »

Une diode « tunnel » est constituée par la jonction de deux semi-conducteurs respectivement N et P ayant les particularités suivantes :

- fortes concentrations d'impuretés pour que les semi-conducteurs soient dégénérés (semi-conducteurs dont le niveau de Fermi, déplacé par la présence d'impuretés donneuses ou accepteuses, se trouve dans la bande de conduction pour le semi-conducteur N ou dans la bande de valence pour le semi-conducteur P) ;
- jonction abrupte.

Nous avons déjà parlé de ce type de diode au cours du § 2 du chapitre XII.

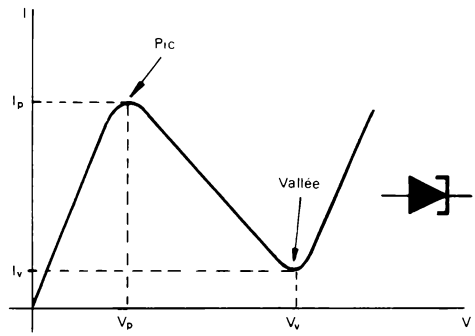


Fig. XIV-5

La caractéristique « intensité/tension » d'une telle diode a l'aspect indiqué sur la figure XIV-5. On remarque l'existence d'une région à pente négative comprise entre le « pic » et la « vallée ». Les ordres de grandeur pour une diode de ce type au germanium et à la température ordinaire sont :

- tension de pic $V_p = 0{,}05$ V
- tension de vallée $V_v = 0{,}35$ V
- rapport des courants $I_p/I_v = 10$ environ.

En chaque région de la caractéristique I (V), on peut définir une résistance différentielle R_d par :

$$\frac{1}{R_d} = \frac{\Delta I}{\Delta V}$$

Dans la région de pente négative, c'est-à-dire lorsque la courbe va du « pic » à la « vallée », cette résistance est négative ; nous l'appelons R_n. L'introduction d'un élément à résistance négative R_n dans un circuit comprenant une résistance d'amortissement R (shunt) ou r (série) a pour effet de désamortir le circuit.

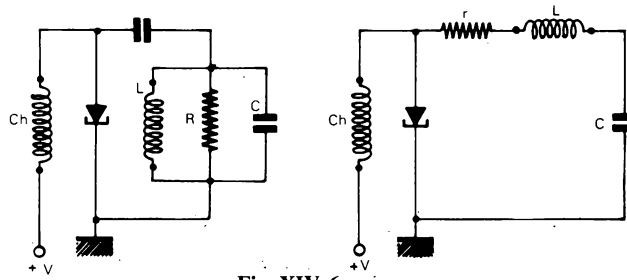


Fig. XIV-6

En conséquence, on peut provoquer l'auto-oscillation d'un circuit résonnant par l'un ou l'autre des montages de la figure XIV-6. A gauche, la capacité du haut est un simple condensateur de liaison, et la condition d'oscillation est : $R_n < R$. A droite, on doit avoir : $R_n > r$. Dans les deux montages, la tension de polarisation + V est de l'ordre de + 0,2 V.

Relaxateur à UJT

Les relaxateurs sont des oscillateurs qui fournissent non pas des oscillations sinusoïdales, mais des oscillations de relaxation du genre dents de scie ou impulsions. Ce sont des systèmes qui, au cours de leur fonctionnement permanent, changent périodiquement de régime d'évolution. En d'autres termes, un relaxateur est un générateur fournissant en permanence des oscillations périodiques dont les amplitudes varient entre un blocage négatif et une surcharge positive en utilisant (par exemple) la charge et la décharge d'un condensateur.

Quant à l'UJT, il s'agit bien entendu d'un transistor unijonction dont l'étude détaillée a été faite au § 5 du chapitre XII. Nous ne reviendrons donc pas ici sur les courbes caractéristiques d'un tel transistor, ni sur son fonctionnement interne, et nous nous limiterons à rappeler le montage pratique d'un transistor unijonction en relaxateur (fig. XIV-7).

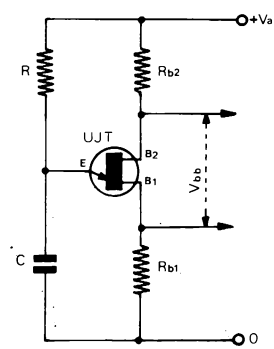


Fig. XIV-7

Le condensateur C se charge par l'intermédiaire de la résistance R selon une loi exponentielle de constante de temps $T = R \times C$. Lorsque la tension aux bornes du condensateur aura atteint la tension de « pic » de l'UJT, c'est-à-dire la tension interbase $V_{bb} + V_d$ (V_d étant la tension de diffusion de la jonction d'émetteur, soit environ 0,7 V), la caractéristique $I_e = f(V_e)$ entrera brusquement dans la région de pente négative. Par suite, la résistance « vue » par C, de très grande qu'elle était (elle correspondait au faible courant de fuite de la jonction), deviendra très petite. De ce fait, le condensateur se déchargera brusquement dans la jonction – polarisée en direct – de l'émetteur, et ne trouvera pour limiter son courant de décharge qu'une faible résistance (celle de la portion du barreau soumise au phénomène de résistance négative).

Si la résistance R est assez faible pour permettre le passage d'un courant plus grand ou égal au courant de vallée de l'UJT, le circuit demeure dans le même état. Mais si l'on a pris la précaution de choisir une résistance de valeur telle que, le condensateur une fois déchargé, le courant de vallée de l'UJT ne puisse se maintenir, le transistor se désamorce et la jonction d'émetteur retrouve la polarisation en inverse qu'elle avait à l'origine. Le condensateur C peut donc se charger et le cycle recommencer.

La résistance R_{b2} a pour principal rôle de stabiliser la fréquence d'oscillation en fonction de la température. Dans les montages simples destinés à fonctionner à température constante, ou ne réclamant pas une stabilité parfaite en fréquence, cette résistance peut être supprimée sans dommage.

Quant à la résistance R_{b1}, son rôle est double : d'abord limiter le courant d'émetteur ; ensuite, dans les montages destinés à la production d'impulsions brèves (qui sont les plus fréquemment utilisés), recueillir à ses bornes les impulsions positives de sortie.

Précisons qu'il est également possible de recueillir des impulsions négatives aux bornes de R_{b2}.

D'ailleurs, nous avons reproduit, sur la figure XIV-8, les formes des différents signaux disponibles sur l'émetteur et sur les bases.

Le prélèvement des signaux sur les bases B_1 B_2 ne pose aucun problème (condensateur de liaison) ; par contre, si l'on extrait les signaux disponibles sur l'émetteur E, ceux-ci doivent obligatoirement être appliqués sur une impédance de valeur très élevée.

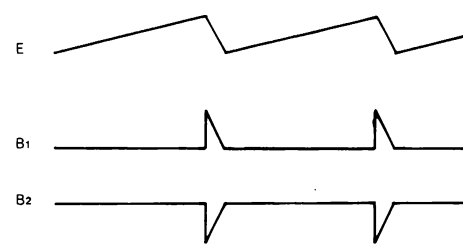


Fig. XIV-8

Le rapport intrinsèque (η) de la plupart des UJT se situe entre 0,5 et 0,8. Sachant par ailleurs que la constante de temps RC d'un circuit est égale au temps mis par le condensateur pour se charger à 0,69 fois la tension d'alimentation, on peut écrire que la période de l'oscillation est très voisine de la constante de temps R × C. Par conséquent, en ce qui concerne la fréquence :

$$F \simeq \frac{1}{R\,C}$$

Cette formule n'est pas très rigoureuse, d'autres facteurs intervenant théoriquement dans la détermination de la fréquence ; mais elle est largement suffisante pratiquement. En effet, la résistance R est généralement un élément ajustable, ce qui permet le réglage exact à la fréquence requise.

Les conditions d'oscillation sont les suivantes : le courant qui parcourt la résistance R doit être compris entre les valeurs du courant de pic et du courant de vallée. Ce qui peut s'écrire :

$$\frac{V_{bb} - V_p}{R} > I_p \qquad \frac{V_{bb} - V_v}{R} < I_v$$

Comme tous les oscillateurs à relaxation, le relaxateur à UJT peut facilement être synchronisé par un signal extérieur. Pour cela, on a le choix entre trois possibilités :

- Faire atteindre la tension de pic prématurément en appliquant des impulsions positives sur l'émetteur.
- Diminuer la tension interbase, soit en appliquant des impulsions négatives sur B_2, soit en appliquant des impulsions positives sur B_1.

●

Relaxateur multivibrateur astable

Le multivibrateur à transistors ne diffère pas, dans son principe, du multivibrateur à lampes mis au point en 1918 par Abraham et Bloch. Le schéma de principe reproduit sur la figure XIV-9 comporte notamment deux étages d'amplification à résistances avec rétro-couplage par condensateurs.

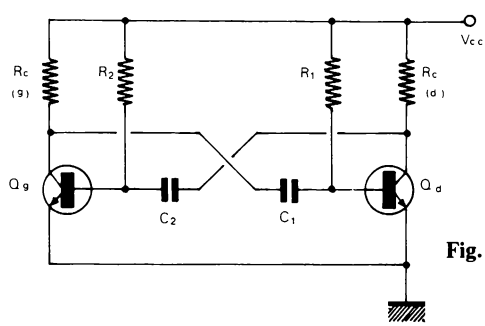


Fig. XIV-9

Lors de la mise sous tension, il n'y a pratiquement aucune chance pour que les deux transistors se saturent simultanément. Donc l'un des deux, par exemple le transistor Q_g, va se saturer le premier, d'où naissance sur son collecteur d'un front négatif transmis par le condensateur de liaison C_1 à la base de Q_d – ce qui en provoque le blocage. Mais C_1 se chargeant avec une constante de temps $R_1 \times C_1$, le potentiel de base de Q_d remonte progressivement jusqu'à une valeur suffisante pour que ce transistor conduise. Il naît alors sur son collecteur un front de tension négative qui, transmis par C_2 à la base de Q_g, en provoque le blocage. Le condensateur C_2 se charge alors avec la constante de temps $R_2 \times C_2$ jusqu'à ce que Q_d se remette à conduire, ce qui provoque un nouveau blocage de Q_g. Le cycle se reproduit aussi longtemps que les conditions extérieures (arrêt de l'alimentation, par exemple) n'en provoquent pas l'arrêt.

Si les constantes de temps $R_1 \times C_1$ et $R_2 \times C_2$ sont d'égales valeurs, le signal de sortie est symétrique : les périodes positives et négatives sont d'égales durées sur les deux collecteurs. Mais tant que l'on maintient le circuit dans les conditions nécessaires à l'oscillation (c'est-à-dire tant que les résistances R_1 et R_2 permettent le passage d'un courant suffisant pour provoquer la pleine conduction des transistors), il est permis de donner des valeurs très différentes aux constantes de temps des circuits de couplage $R_1 \times C_1$ et $R_2 \times C_2$.

Pour que le montage oscille, il faut que le courant de saturation de collecteur $I_c \simeq V_{cc}/R_c$ puisse être atteint. Pour cela, I_b doit être au moins égal à I_c/β, ce qui implique que R_1 ou R_2 soit égale à $\beta \times R_c$.

Il est aisé de calculer la période de chacune des alternances du signal de sortie : elle est de 0,69 $(R_1 \times C_1)$ pour la période de blocage de Q_d ; et pour la période de blocage de Q_g, elle est de 0,69 $(R_2 \times C_2)$. Dans le cas général, nous avons donc :

Période totale du signal : $T \simeq 0{,}69\ [(R_1\ C_1) + (R_2\ C_2)]$

Fréquence : $F \simeq \dfrac{1}{0{,}69\ [(R_1\ C_1) + (R_2\ C_2)]}$

Pour les montages devant fonctionner à des fréquences élevées (supérieures à 100 kHz, par exemple), aux durées des périodes des constantes de temps $R \times C$, il convient d'ajouter les temps de commutation des transistors.

On peut par ailleurs considérer que le courant qui charge les condensateurs C_1 et C_2 n'est pas uniquement celui qui est fourni par la résistance R_1 ou R_2, mais également le courant de fuite I_{cbo} de base de chaque transistor. Pour éviter cet inconvénient, il a été imaginé divers artifices dont la figure XIV-10 montre les exemples les plus répandus.

Dans le montage A, au lieu d'alimenter les résistances de base R_1 et R_2 à partir de la tension V_{cc}, on les connecte à la masse, les émetteurs étant alimentés à partir d'une source négative séparée.

Si l'on introduit une résistance commune dans le retour des émetteurs, la réaction produite par le couplage de ces émetteurs peut être suffisante pour rendre inutile le second condensateur de couplage (voir en B). Ce montage

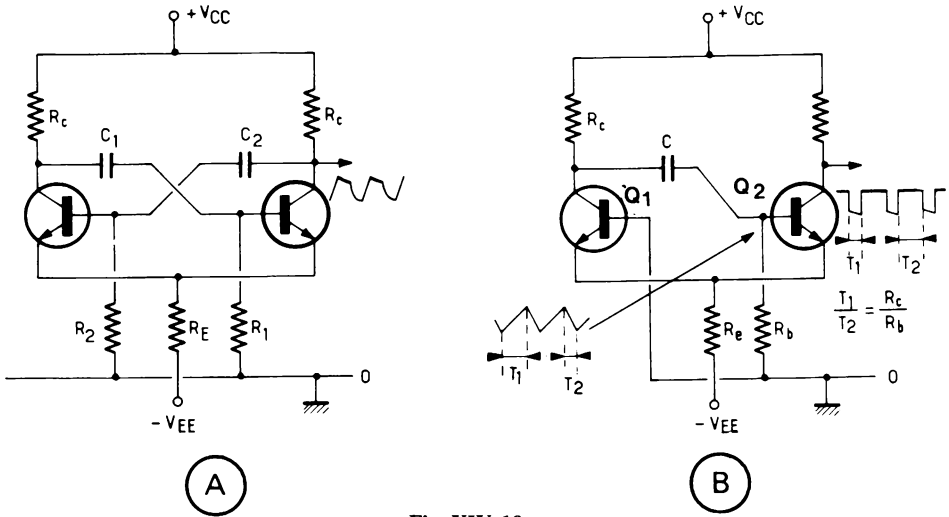
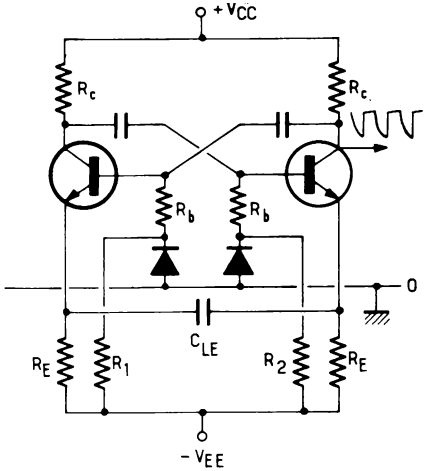


Fig. XIV-10

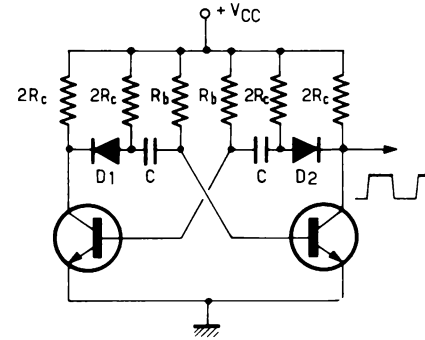
est particulièrement intéressant pour la production d'impulsions brèves, car le rapport des périodes de blocage des deux transistors est égal au rapport R_c/R_b des résistances de collecteur et de base des transistors. Ainsi, en utilisant des transistors à grand gain ($\beta \geqslant 200$), il est possible d'obtenir, sur le collecteur, des impulsions – positives ou négatives, selon le collecteur choisi – ayant un rapport cyclique très élevé et, sur la base du transistor qui reçoit le couplage capacitif, des signaux en dents de scie à très faible temps de retour.

Le montage représenté en C, dont les courants d'émetteurs sont définis au moyen de résistances séparées, alors que le couplage en alternatif est maintenu par un condensateur de forte valeur reliant les deux émetteurs, offre de nombreux avantages : faible variation instantanée de la fréquence en l'absence de synchronisation ; meilleure tenue en température que le montage à résistance commune d'émetteurs. D'autre part, la présence des résistances de forte valeur en série avec les résistances de base (ces résistances étant partiellement court-circuitées au début de la charge du condensateur de liaison, puis mises automatiquement en circuit lorsque la tension de blocage des diodes est atteinte) permet d'obtenir une oscillation sur des fréquences particulièrement basses (1 Hz par exemple) sans qu'il soit nécessaire d'employer des condensateurs de liaison de valeurs élevées.

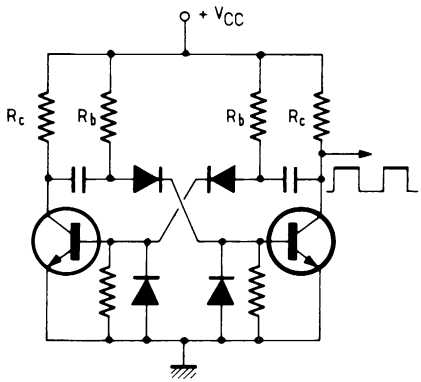
Le signal fourni par un multivibrateur classique est généralement entaché d'un défaut parfois gênant : le manque de raideur des fronts de montée. On élimine aisément cet inconvénient en séparant les fonctions de charge des condensateurs de liaison et de charge de collecteur. La résistance de collecteur est en fait constituée par deux résistances mises en parallèle au moyen de diodes qui sont « dans le bon sens » pour le courant de collecteur, mais



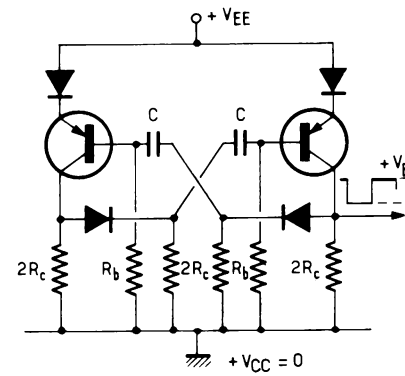
C



D



E



F

dans le sens du blocage pour le courant de charge des condensateurs. On aboutit ainsi à une amélioration notable ; avec le montage D et des valeurs judicieuses de composants, le temps de montée du front positif n'est que de 200 ns, valeur admissible dans bien des cas.

Lors de l'emploi de transistors du type planar, on est limité en tension d'alimentation par la tension de claquage base-émetteur qui, dans ce type de transistors, est de l'ordre de 5 à 7 V. Si l'on emploie des tensions d'alimenta-

tion supérieures à cette tension de claquage $V_{BE\ max}$, on risque, lors de la conduction du transistor bloqué, d'appliquer à la base du transistor conducteur une pointe négative notablement plus élevée que $V_{BE\ max}$. Cet inconvénient est éliminé en écrêtant les impulsions négatives appliquées aux bases au moyen de diodes selon le montage E.

Avec les montages décrits précédemment, la tension de sortie ne tombe jamais à zéro, puisque la valeur minimale prise par la tension de sortie est égale au $V_{CE\ sat}$ des transistors, soit environ 0,15 à 0,5 V. Cela constitue un inconvénient qu'il est facile d'éliminer avec le montage F. On obtient une tension de sortie variant entre ($V_{CC} - V_{CE\ sat}$) et zéro en utilisant des transistors p-n-p en alimentation inversée.

Le multivibrateur présente l'intéressante caractéristique de pouvoir être synchronisé par un signal extérieur de fréquence voisine de celle propre au montage, soit en précipitant le blocage de l'un des transistors par l'application sur sa base d'une très brève impulsion négative (positive dans le cas de montages équipés de transistors du type p-n-p) ou, par ailleurs, en provoquant la conduction prématurée du transistor bloqué au moyen d'une impulsion positive (négative pour les transistors p-n-p).

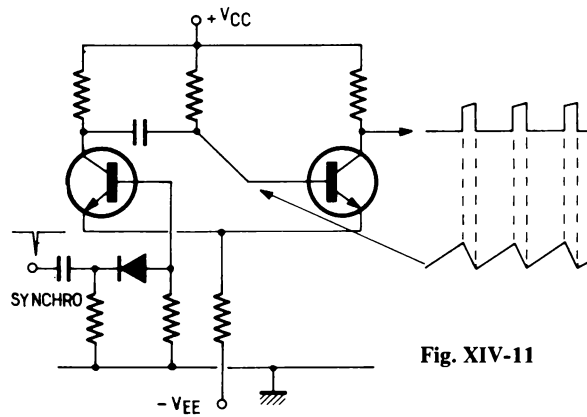


Fig. XIV-11

Dans les multivibrateurs à couplage cathodique, il est possible de séparer les fonctions de synchronisation et d'oscillation puisque l'une des bases est libre ; on ne la relie pas directement à la masse, mais à travers une résistance de quelques milliers d'ohms, aux bornes de laquelle sont appliquées les impulsions de blocage par l'intermédiaire d'une diode (fig. XIV-11).

●

Les applications du multivibrateur sont extrêmement nombreuses ; nous n'en citerons que quelques-unes.

Comme générateurs de signaux rectangulaires, ils sont souvent utilisés pour commander les commutateurs électroniques.

Les montages à couplage par les émetteurs constituent de bons générateurs de dents de scie pour le balayage en oscilloscopie et en télévision (montage B de la figure XIV-10, par exemple ; la dent de scie est prélevée sur la base de Q_2).

La propriété des multivibrateurs de se synchroniser aisément sur un signal extérieur est précieuse pour la division de fréquence. Le principe de cette utilisation est simple : le multivibrateur est calculé pour osciller naturellement (en l'absence de synchronisation) sur une fréquence aussi voisine que possible d'un sous-multiple de la fréquence d'entrée (synchronisation). Les impulsions de synchronisation l'obligent à se maintenir sur cette fréquence sous-multiple. Généralement, on peut aller jusqu'à une division maximale par 10 sans risque d'erreur.

§ 4. – Autres circuits

Bascule bistable Eccles-Jordan

Les montages que nous allons examiner maintenant ne sont pas à proprement parler des auto-oscillateurs puisqu'ils doivent nécessairement être commandés par un signal extérieur.

Le montage avec lequel nous débutons, la bascule bistable Eccles-Jordan, porte aussi le nom de flip-flop. On l'appelle également quelquefois – mais improprement – trigger (montage qui sera examiné ensuite).

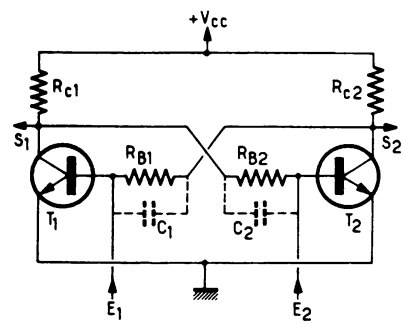


Fig. XIV-12

Le schéma de principe étant celui de la figure XIV-12, du fait des dissymétries inévitables, à la mise sous tension, l'un des transistors (disons T_1 pour fixer les idées) conduit avant l'autre. Il en résulte que la tension présente sur son collecteur est plus faible que celle développée sur le collecteur de T_2. De ce fait, la base de T_1 reçoit, à travers R_{C2} et R_{B1}, un courant supérieur à celui que reçoit la base de T_2. Le montage étant bouclé sur lui-même, il y a un effet de réaction qui amplifie le déséquilibre, et T_1 est très rapidement porté à saturation : la tension présente sur son collecteur est plus faible que celle existant aux bornes du circuit de base (valeurs typiques : tension de

0,1 V sur le collecteur de T_1, et tension de 0,7 V sur la base). La tension sur le collecteur de T_1 étant inférieure à la tension de diffusion de la base de T_2, la diode « base-émetteur » de ce second transistor est bloquée : donc T_2, ne recevant aucun courant de base, est bloqué.

Si aucune action extérieure ne modifie cet état de choses, il n'y a aucune raison pour qu'il change de lui-même. Pour le modifier, nous avons le choix entre deux possibilités :

a) Supprimer le courant de base de T_1 en mettant l'entrée E_1 à la masse (ou en lui appliquant une impulsion négative de valeur suffisante).

b) Fournir à T_2 un courant de base suffisant pour qu'il se sature. T_1 sera alors privé de courant de base, puisque le collecteur de T_2 sera à 0,1 V, soit à une tension inférieure à la tension de diffusion de la diode « base-émetteur » de T_1.

Les résistances de base R_B sont souvent shuntées par un petit condensateur de faible valeur (10 à 1 000 pF) dont le rôle est d'accélérer le basculement du bistable.

Lorsque T_2, par exemple, est bloqué, il ne reçoit aucun courant de base ; la résistance de base R_{B2} n'est le siège d'aucune chute de tension, et C_2 est donc déchargé. Au moment du basculement, il se comporte donc comme un court-circuit pour le courant de base fourni à travers R_{C1}. Le transistor T_2 reçoit donc, pendant la période de charge de C_2, un excès de courant de base qui a pour effet de saturer plus rapidement ce transistor.

Modes de commande

1. – Par des niveaux de tension continue :

a) Commande par niveau « 0 » : mise à la masse des bases simplement au moyen de poussoirs (fig. XIV-13, en a).

b) Commande par un niveau positif : des résistances de protection du même ordre de grandeur que R_B sont insérées en série avec les entrées E_1 et E_2 (en b).

2. – Par des impulsions, positives ou négatives :

Il suffit d'insérer, dans les circuits d'entrée, des diodes connectées dans le bon sens qui ne laisseront passer que les impulsions de commande (en c et d).

3. – Par les fronts d'un signal rectangulaire :

Il faut au préalable dériver le signal pour obtenir une paire d'impulsions positive et négative. L'impulsion « utile » est appliquée à la base des transistors à travers une diode branchée dans le sens voulu, l'autre impulsion est court-circuitée à la masse à travers une diode soit directement (en e), soit à travers le circuit de collecteur du transistor intéressé (en f).

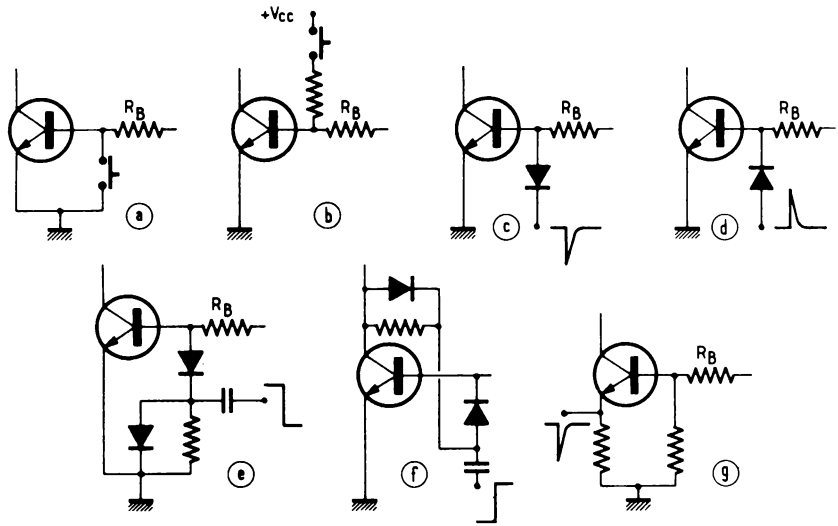


Fig. XIV-13

4. – Commande par les émetteurs :

Les impulsions de commande peuvent être appliquées aux bornes de petites résistances (quelques dizaines à quelques centaines d'ohms) montées en série avec les émetteurs (en g) ou d'une résistance commune aux deux émetteurs. Dans ce cas, il est indispensable de réunir les bases des transistors à la masse à travers des résistances, dont la valeur est généralement plus petite ou égale à celle des résistances R_B, afin d'assurer un blocage suffisant du transistor non conducteur.

Positionnement à la mise sous tension

Il peut être utile d'imposer, à la mise sous tension, une position préférentielle à un bistable. Cela s'effectue toujours en réalisant une dissymétrie du montage. On peut :

a) Donner à l'une des résistances de base R_B une valeur supérieure à celle de l'autre (1,5 à 2 fois).

b) Donner une valeur supérieure à l'un des condensateurs C_1 ou C_2 (1,5 à 2 fois).

c) Placer, entre la base du transistor que l'on veut voir bloqué à la mise sous tension et la masse, soit une résistance égale à une à deux fois R_B, soit un condensateur (une à deux fois la capacité de C_1 ou de C_2).

Eléments de calcul

Le montage pratique de la figure XIV-14, donné à titre documentaire, va nous servir à donner quelques éléments de calcul du système. Ce calcul est donné dans le cas général, montage avec polarisation, souvent inutile dans le cas des transistors au silicium où ledit calcul se trouve alors d'autant simplifié.

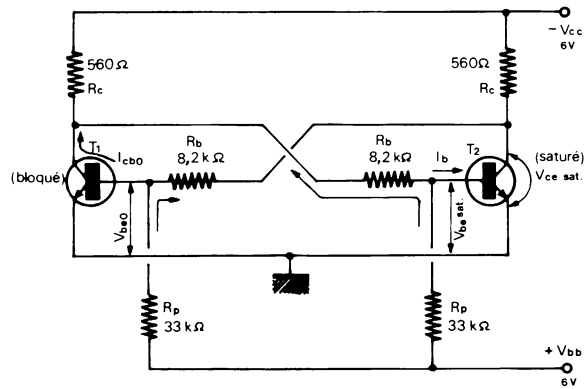


Fig. XIV-14

1. – Calcul de la résistance R_C de collecteur :

La tension d'alimentation V_{CC} étant donnée (prenons par exemple 6 V), on choisit le courant de collecteur (I_C) d'après les fiches techniques du transistor choisi (supposons, pour donner un chiffre : 10 mA). La tension $V_{CE\ SAT}$ de saturation de collecteur du transistor est donnée par les fiches techniques (supposons 0,2 V dans le cas d'un transistor p-n-p au germanium). On peut écrire :

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE\ sat}}{I_C} = \frac{6\ V - 0{,}2\ V}{10\ mA} = 580\ \Omega$$

Nous prenons la valeur normalisée la plus proche : 560 Ω.

2. – Calcul des résistances R_B et R_P de polarisation :

On commencera par déterminer le courant de base nécessaire pour saturer le plus mauvais des transistors de la série dans le plus mauvais des cas (température minimale de fonctionnement prévue). Le paramètre h_{21e} est donné par le constructeur pour le plus mauvais des transistors de la série à 25 °C. Le constructeur donne également le coefficient de température de variation de h_{21e} en fonction de la température.

Supposons h_{21e} minimal à 25 °C = 40 et une température de fonctionnement minimale de 10 °C. Les courbes du transistor nous donnent un coefficient de 0,8 ; nous pouvons écrire :

$$h_{21e} = 40 \times 0{,}8 = 32$$

D'où nous tirons la valeur minimale pour :

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21e}} = \frac{10}{32} = 0{,}31 \text{ mA},$$

valeur à laquelle nous appliquerons un coefficient de sécurité de 1,5 pour assurer une saturation parfaite, ce qui nous donne 0,48 mA pour I_B (arrondissons à 0,5 pour faciliter le calcul).

Si nous nommons V_1 la tension présente sur le collecteur du transistor bloqué, en négligeant la très faible chute de tension provoquée aux bornes de R_C par le courant de fuite du transistor I_{CBO}, nous pouvons écrire $V_1 = V_{CC}$.

V_{BEO} est la tension minimale qui doit être appliquée au transistor à l'état bloqué pour en assurer un blocage suffisant (supposons 0,5 V).

V_{BE1} est la tension base-émetteur du transistor à l'état saturé et V_{BE1} est égal à $V_{BE\ sat}$ donné dans les fiches techniques du transistor, soit 0,5 V par exemple.

Dans l'état bloqué du transistor, on peut écrire en appliquant les lois de Kirchhoff :

$$I_{CBO\ max} + \frac{V_{BEO} + V_{CE\ sat}}{R_B} = \frac{V_{BB} - V_{BEO}}{R_P} \qquad (1)$$

$I_{CBO\ max}$ est la valeur maximale que peut prendre le courant de fuite du transistor (donnée par le constructeur) à la température maximale de fonctionnement (supposons 0,1 mA).

Pour l'état conducteur d'un transistor, on peut écrire :

$$\frac{V_{CC} - V_{BE\ sat}}{R_B} = \frac{V_{BB} + V_{BE\ sat}}{R_P} + I_B \qquad (2)$$

En remplaçant les lettres par leur valeur, on trouve :

$$0{,}1 + \frac{0{,}5 + 0{,}2}{R_B} = \frac{6 - 0{,}5}{R_P} \ (1) \qquad \text{et} \qquad \frac{6 - 0{,}5}{R_B} = \frac{6 + 0{,}5}{R_P} + 0{,}5 \ (2)$$

En résolvant ces équations à deux inconnues, nous trouvons, en arrondissant aux valeurs normalisées des résistances :

$R_B = 8{,}2\ k\Omega$;

$R_P = 27$ k ou 33 kΩ.

La bascule bistable d'Eccles-Jordan est surtout employée comme cellule élémentaire de mémoire, équivalent électronique d'un commutateur à deux directions, et comme élément de division ou de comptage binaire.

●

Bascule trigger de Schmitt

La figure XIV-15 représente un montage pratique de trigger de Schmitt, montage dont nous allons étudier le fonctionnement et qui nous permettra de voir comment on calcule les éléments.

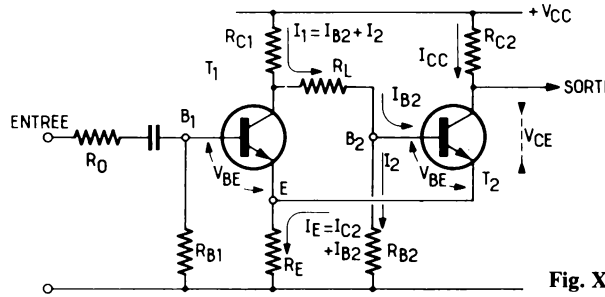


Fig. XIV-15

Soit le montage à l'état de repos, avec T_1 bloqué et T_2 conducteur. Il circule dans la résistance R_{c1} et la résistance de liaison entre étages R_L du collecteur de T_1 un courant :

$$I_1 = I_{B2} + I_2$$

I_{B2} étant le courant de base du transistor T_2 et :

$$I_2 = V_{B2}/R_{B2}$$

avec V_{B2}, potentiel du point B_2 (base de T_2). Le transistor T_2 étant pratiquement saturé, le courant qui le traverse est limité par la somme des résistances R_{C2} et R_E. Le point E a donc son potentiel fixé selon l'équation :

$$V_E = R_E (I_{C2} + I_{B2}) \qquad (1)$$

dans laquelle on a :

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_E + R_{C2}} \qquad (2)$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{\beta (R_E + R_{C2})} \qquad (3)$$

d'où :

$$V_E = R_E \frac{(V_{CC} - V_{CE})(1 + \beta)}{\beta (R_E + R_{C2})} \qquad (4)$$

Le transistor T_1 étant bloqué, si l'on néglige son très faible courant de fuite, on peut considérer que le point B_1 est pratiquement au potentiel de la masse.

Que faut-il faire pour faire basculer le montage ? Il faut porter le point B_1 à un potentiel tel que T_1 conduise suffisamment pour que le potentiel de son collecteur tombe à une valeur assez faible et que la diode « base-émetteur » de T_2 cesse d'être passante ; de ce fait, ce transistor sera bloqué. Ce potentiel sera égal à celui du point E ajouté à la tension de diffusion V_{BE} de la diode « base-émetteur » de T_1.

Pour quelle tension du point B_1 obtiendra-t-on le rebasculement en sens inverse ? Si les transistors T_1 et T_2 sont identiques et que leurs résistances de collecteurs soient égales, ce rebasculement devrait s'effectuer pour une ten-

sion égale à celle qui a provoqué le premier basculement. Dans la pratique, c'est pour une tension légèrement plus élevée que se produit le basculement en sens inverse. On croit pouvoir attribuer cette dissymétrie à la différence d'impédance d'entrée du transistor T_1, bloqué pour le premier basculement et saturé lors du second. On dit que le montage présente une certaine « hystérésis ».

Il est possible d'augmenter cette hystérésis en agissant sur le rapport des résistances de collecteur R_{C1} et R_{C2}. En effet, supposons R_{C1} n fois plus grand que R_{C2}. Pour le premier état du montage (T_1 bloqué et T_2 saturé), le basculement se produira pour une tension d'entrée :

$$V_{B1} = R_E \frac{(V_{CC} - V_{CE})(1 + \beta)}{\beta (R_E + R_{C2})} + V_{BE} \qquad (5)$$

et, pour le second basculement :

$$V'_{B1} = R_E \frac{(V_{CC} - V_{BE})(1 + \beta)}{\beta (R_E + n R_{C2})} + V_{BE} \qquad (6)$$

La figure XIV-16 donne la caractéristique de transfert du montage, $V_S = f(V_{B1})$, pour deux valeurs du rapport R_{C1}/R_{C2}. Elle confirme que la valeur de l'hystérésis est d'autant plus élevée que ce rapport est plus grand.

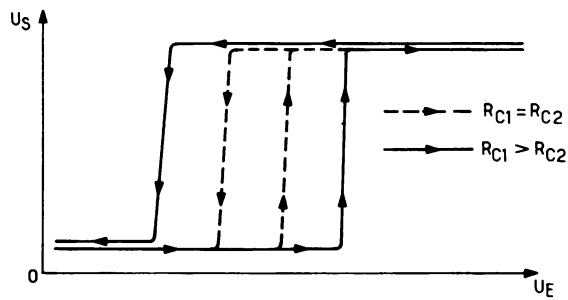


Fig. XIV-16

Calcul approché des éléments d'un trigger

Ce qui est imposé au départ, c'est la tension V_{B1} pour laquelle le premier basculement s'effectuera. Posons $V_{B1} = 2{,}9$ V, par exemple.

On connaît la tension d'alimentation ($V_{CC} = 12$ V), le gain statique en courant minimal des transistors ($\beta = 75$ pour $I_C = 10$ mA). $V_{BE} = 0{,}7$ V et $V_{CEK} = 1{,}5$ V (tension de coude de la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$.

Nous choisissons un courant de fonctionnement de $T_2 = 10$ mA.

1. – Calcul de R_E

On sait que $V_{B1} = V_E + V_{BE}$, d'où $V_E = 2{,}9 - 0{,}7 = 2{,}2$ V. Nous avons choisi $I_C = 10$ mA. $R_E = V_E/I_C + (I_C/\beta)$; I_C/β étant petit devant I_C, l'expression :

$$R_E = \frac{V_E}{I_C + \frac{I_C}{\beta}}$$

peut être simplifiée comme suit :

$$R_E = \frac{V_E}{I_C} = \frac{2,2}{0,01} = 220\ \Omega$$

en négligeant la faible chute de tension supplémentaire provoquée aux bornes de R_E par le courant de base I_C/β.

2. – Calcul de R_{C2}

$$R_{C2} = \frac{V_{CC} - (V_E + V_{CE})}{I_C} = \frac{12 - (2,2 + 1,5)}{0,01} \simeq 820\ \Omega$$

3. – Calcul de R_{C1}

La valeur de R_{C1} sera déterminée en fonction de la tension V'_{B1} pour laquelle on veut que se produise le rebasculement du montage à partir de la relation (6). Pour simplifier les choses, nous nous placerons ici dans le cas où $R_{C1} = R_{C2} = 820\ \Omega$.

4. – Calcul de R_L

Nous savons que le courant qui traverse cette résistance est égal à la somme du courant de base de T_2 et du courant I_2 qui traverse R_{B2}. Si nous voulons que les variations du courant de fuite du transistor T_2 en fonction de la température se fassent sentir aussi peu que possible sur les seuils de basculement du montage, il faut que ce courant I_2 soit relativement grand devant I_{B2}, soit pratiquement dix fois plus grand. Nous aurons donc $I_1 = 11\ I_{B2}$.

La tension du point B_2 est égale à celle du point E + V_{BE}, soit 2,2 + 0,7 = 2,9 V ; nous pouvons donc écrire :

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{B2}}{R_{C1} + R_L}$$

d'où $R_{C1} + R_L = 9,1/I_1$

Par ailleurs,

$$I_{B2} = I_{C2}/\beta = 10/75 = 0,143\ \text{mA}$$
$$I_1 = 11\ I_{B2} = 0,143 \times 11 = 1,57\ \text{mA}$$
$$R_{C1} + R_L = 9,1/1,57 = 5,8\ \text{k}\Omega\ \text{environ} ;$$
$$\text{d'où } R_L = 5,8 - 0,82 = 4,98\ \text{k}\Omega ;$$

soit 4,7 ou 5,1 kΩ en prenant des valeurs normalisées.

5. – Calcul de R_{B2}

Nous savons que $V_{B2} = R_{B2} \times I_2$; donc :

$R_{B2} = V_E/I_2 = V_E/10\ I_{B2}$

$R_{B2} = 2,9/0,00143 = 1\,950\ \Omega$

soit 1,8 ou 2,2 kΩ en valeurs normalisées.

Si l'on désirait ajuster avec précision le seuil de basculement, il faudrait rendre réglable l'une des résistances R_E, R_L ou R_{B2}. En général, c'est sur la valeur de R_E que l'on agit.

Nous devons insister sur le fait que le basculement du trigger de Schmitt s'effectue d'une manière très brutale. En effet, à cause de la réaction introduite par la résistance commune d'émetteurs, il existe un processus cumulatif qui a pour résultat une accélération du basculement, lequel s'effectue dans un temps qui ne dépend que des valeurs des composants du montage (temps de commutation des transistors, capacités parasites, valeurs des résistances), mais en aucun cas de la vitesse de croissance ou de décroissance du signal d'entrée. Cela est d'une très grande importance, car c'est cette propriété qui détermine les trois principaux types d'emploi des triggers :

1° Production de signaux à fronts raides à partir de signaux de forme quelconque.

2° Détecteurs à seuil pour déceler un signal utile parmi des parasites, par exemple. Nous avons vu que le trigger ne bascule que pour une valeur bien définie de la tension d'entrée, cette tension pouvant être ajustée en agissant sur les valeurs des éléments du montage.

3° Production de signaux rectangulaires de durée réglable à partir de signaux sinusoïdaux ou triangulaires.

Pour le premier des usages cités, il est souvent souhaitable d'obtenir le basculement du trigger dès le début de la montée du signal ; d'autre part, du fait de la présence de la résistance d'émetteur, la valeur « basse » du signal

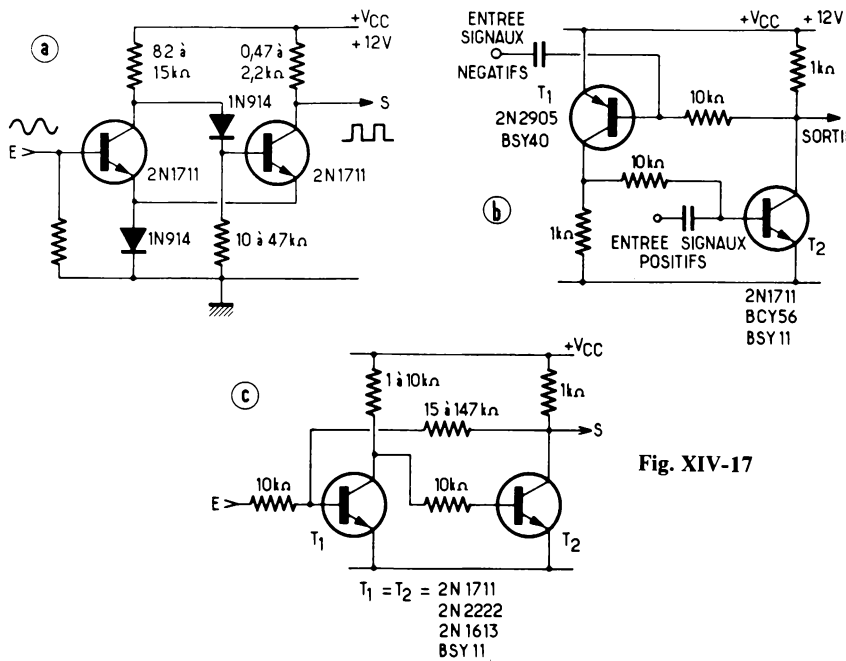


Fig. XIV-17

de sortie peut être de l'ordre de quelques volts (off-set), ce qui n'est pas souhaitable pour certaines applications. Ces inconvénients peuvent être évités de différentes manières. Dans le schéma de la figure XIV-17, en a, la résistance commune d'émetteur est remplacée par une diode, de même que celle de liaison entre étages ; c'est alors la résistance de collecteur du premier transistor qui détermine la valeur du courant de base du second ; d'où la valeur assez élevée de cette résistance.

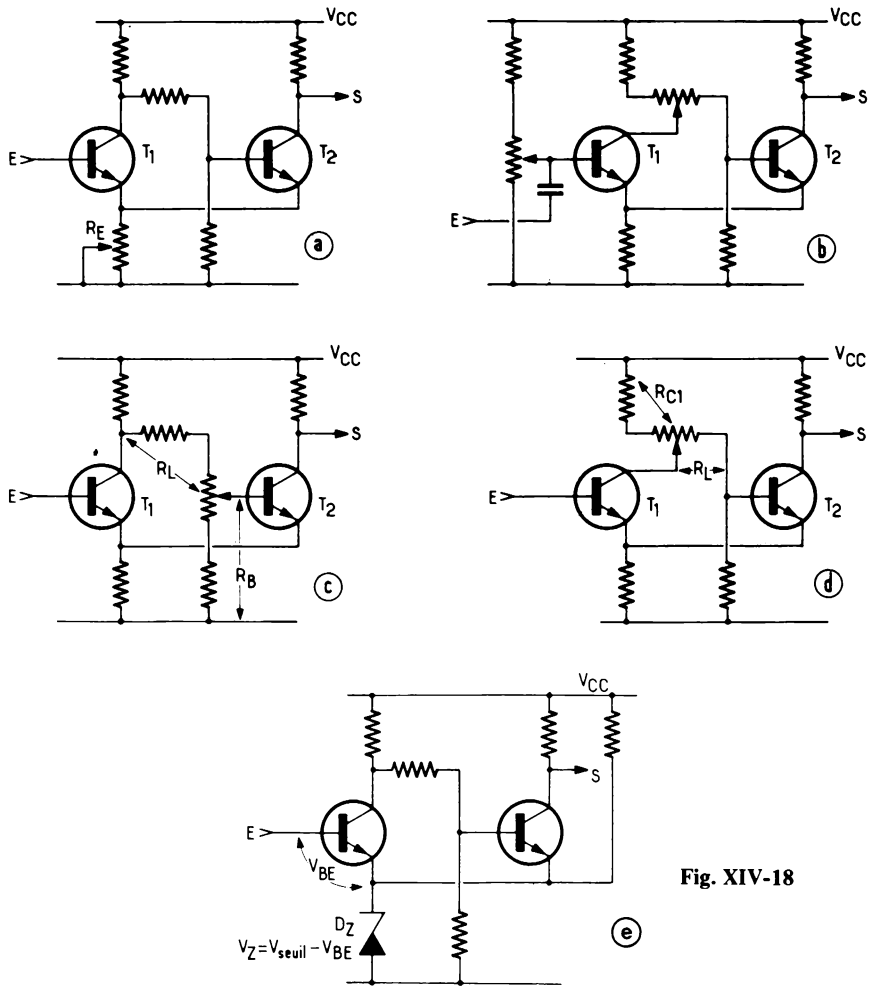


Fig. XIV-18

Le second schéma (en b) est celui d'un montage à transistors complémentaires qui présente l'avantage de ne pas consommer au repos, les deux transistors étant bloqués en l'absence d'un signal d'entrée. Un signal positif sur la base du transistor T_2 a pour effet de rendre ce transistor conducteur. La tension de son collecteur s'approchera de la valeur négative pour laquelle le transistor PNP (T_1) recevra un courant de base en permettant la conduction, d'où élévation de la tension du collecteur de T_1, et par voie de conséquence, alimentation de T_2 en courant de base. Selon les valeurs des éléments, ce montage peut fonctionner comme un trigger ou comme un bistable (ce qui est vrai également du réel trigger de Schmitt). Il peut être à volonté commandé par des signaux positifs ou négatifs selon l'entrée choisie.

Une autre méthode pour obtenir une faible tension d'off-set consiste à réaliser le trigger comme une simple bascule bistable, mais en donnant à l'une des résistances de couplage (celle de rétrocouplage entre le premier et le second étage) une valeur assez élevée pour que le montage fonctionne comme un trigger (en c).

En ce qui concerne les deux autres usages du trigger, il est différentes manières de modifier les seuils de basculement.

En agissant sur la valeur de la résistance commune aux émetteurs, on fait varier le seuil de basculement, en modifiant peu l'hystérésis (fig. XIV-18, en a). On peut également faire varier le seuil de fonctionnement en agissant sur la polarisation du premier (en b) ou du second transistor (en c). Il est également possible d'agir à la fois sur le seuil de basculement et sur l'hystérésis en jouant simultanément sur la valeur de la résistance de collecteur du premier transistor et sur la résistance de liaison (en d).

Pour un montage détecteur à seuil fixe, il est également possible de remplacer la résistance commune des collecteurs par une diode de Zener dont la tension d'avalanche sera judicieusement choisie (en e).

●

Univibrateur monostable

Dans le schéma (a) de la figure XIV-19, en l'absence de tout signal de commande, le transistor de gauche (T_g sur la figure) est conducteur, sa base étant polarisée positivement par rapport à l'émetteur, à travers la résistance R_1 reliée directement à la source d'alimentation V_{CC}. La base du transistor de droite (T_d) étant ramenée à la masse – ou dans certains cas à une source de polarisation négative – ce transistor est bloqué.

Dans ces conditions, la tension U_C aux bornes du condensateur C_T est donnée par la relation :

$$U_C = V_{cd} - V_{bg} = V_{cd} - V_{BEsat} \text{ (de } T_g)$$

V_{cd} étant la tension présente sur le collecteur de T_d, et V_{bg} celle présente sur la base du transistor de gauche T_g.

La tension V_{cd} est pratiquement égale à la tension d'alimentation V_{CC} (on peut négliger l'infime chute de tension provoquée par le courant de fuite du

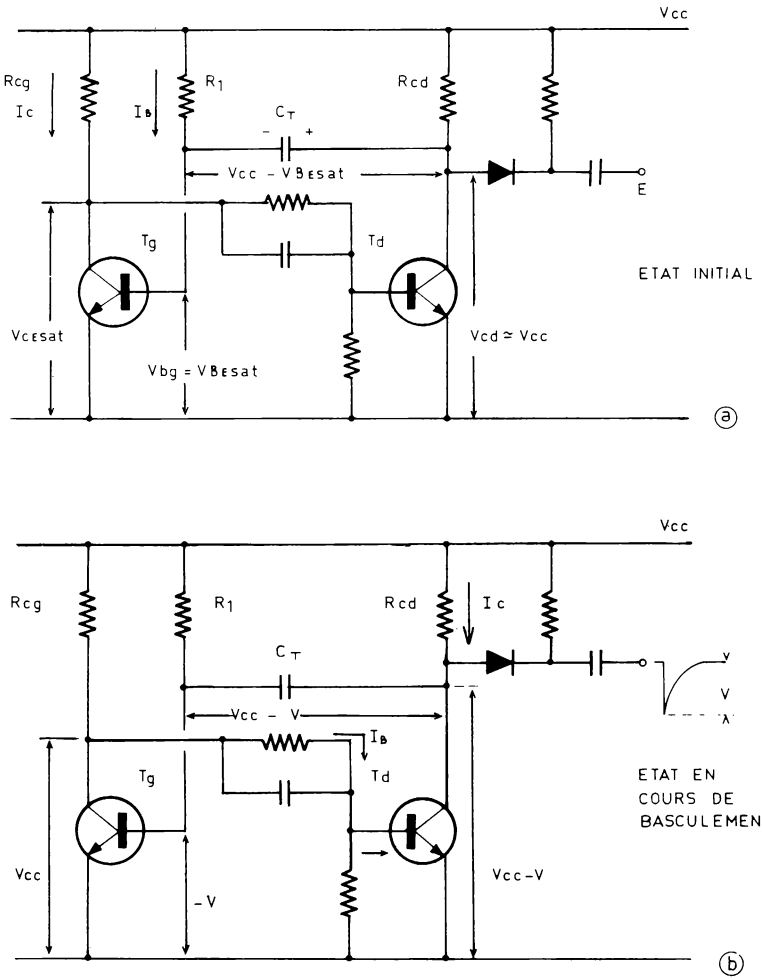


Fig. XIV-19

transistor T_d aux bornes de la résistance de collecteur R_{cd}). La tension V_{bg}, quant à elle, est égale à la tension base-émetteur du transistor correspondant (soit environ 0,5 V pour un transistor au silicium). On peut donc écrire sans erreur grave $U_c \simeq V_{CC}$.

Etudions maintenant ce qui va se passer si nous appliquons une impulsion négative de déclenchement sur l'entrée E.

Cette impulsion est appliquée à travers la diode D au collecteur du transistor T_d qui était bloqué. Si nous appelons V l'amplitude de cette impulsion, nous pouvons dire que le potentiel de ce collecteur va tomber de V_{CC} à $V_{CC} - V$. En négligeant la faible tension V_{bg}, nous pouvons dire que c'est à peu de choses près cette même tension qui va se trouver aux bornes du condensateur C_T, lequel, ne pouvant se décharger instantanément, va communiquer cette impulsion à la base de T_g qui va pratiquement se trouver avec une tension égale à $-(V_{CC} - V)$ sur sa base pendant toute la durée de décharge du condensateur. Ce dernier se décharge avec une constante $R_1 \times C_T$. Lorsque la tension de la base de T_g aura de nouveau atteint une valeur telle que sa diode « base-émetteur » puisse conduire, ce transistor va redevenir conducteur ; cela entraînera la baisse de son potentiel de collecteur et, par voie de conséquence, le blocage de T_d qui ne recevra plus de courant de base. Le montage revient donc dans son état primitif au bout d'un temps qui, en première approximation, peut être calculé au moyen de la relation approchée :

$$T = 0{,}7\, R_1\, C_T$$

Nous ne reviendrons pas sur le calcul des éléments en régime statique, ce calcul pouvant, en pratique, être calqué sur celui des éléments du bistable décrit précédemment.

Le retour à l'état stable de l'univibrateur n'est pas instantané ; en effet le condensateur C_T, qui était pratiquement déchargé au moment du rebasculement (puisqu'à cet instant la tension à ses bornes était voisine de zéro), va se recharger à travers la résistance de collecteur R_{cd} du transistor de droite, donc avec une constante de temps égale à $R_{cd} \times C_T$. Pendant ce temps, le monostable ne pourra pas être redéclenché. Le temps que le montage met à retrouver son état initial est appelé *temps de recouvrement* de l'univibrateur monostable.

De ce qui précède, on peut déduire qu'un monostable construit selon le schéma précédent :

1° ne fournit pas des signaux parfaitement rectangulaires ;

2° ne peut être redéclenché, après le basculement, qu'au bout d'un temps donné appelé temps de recouvrement du monostable.

C'est pour pallier ces deux inconvénients qu'il a été étudié différents montages capables soit de fournir un signal de sortie presque parfaitement rectangulaire, soit de fonctionner avec un rapport cyclique (rapport entre le temps de basculement et celui qui sépare deux impulsions de redéclenchement) aussi voisin que possible de 100 % (valeur idéale ne pouvant naturellement pas être atteinte).

Capable de fournir un créneau de tension d'une durée donnée à partir d'un signal de déclenchement, qui peut être une brève impulsion (négative sur le collecteur de T_d ou sur la base de T_g ; ou positive sur la base de T_d), la vocation de l'univibrateur monostable est le décalage dans le temps du signal d'entrée.

§ 5. – Oscillateurs à RC

Bien que rien ne le laisse croire a priori, les oscillateurs à résistances et capacités, si l'on veut aller au fond du problème, sont d'une remarquable complexité théorique. Dans cet ouvrage, nous n'irons donc pas au fond de ce problème, et nous nous efforcerons de rester simple.

Par ailleurs, précisons d'ores et déjà que tous les montages décrits peuvent également être réalisés d'une manière semblable avec des transistors à effet de champ, ou avec des circuits intégrés.

Principe

Le schéma général de principe d'un oscillateur à résistance et capacité est représenté à la figure XIV-20. Un tel oscillateur est essentiellement constitué par un amplificateur dont une fraction de la tension de sortie est réinjectée,

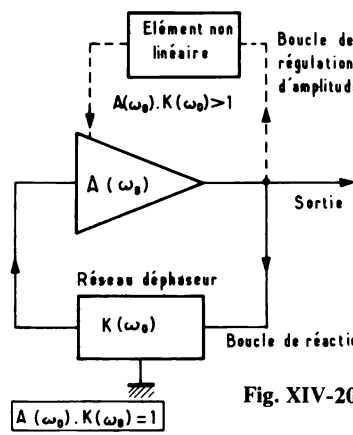


Fig. XIV-20

en phase pour une fréquence déterminée f_0 (ou avec une rotation de phase de $360° = 2\pi$, ce qui revient au même) vers l'entrée, à travers un réseau sélectif à résistances et condensateurs. La condition générale pour que le montage entre en oscillation est :

$$A(\omega_0) \times K(\omega_0) \geqslant 1,$$

relation dans laquelle $A(\omega_0)$ est le gain de l'amplificateur pour la fréquence f_0 dont la pulsation est ω_0, et $K(\omega_0)$ l'atténuation du réseau sélectif pour cette même fréquence.

Ce qui peut s'exprimer physiquement de la manière suivante : pour que l'oscillateur fonctionne, il faut que l'atténuation $K(\omega_0)$ introduite par le réseau sélectif soit exactement compensée par le gain $A(\omega_0)$ de l'amplificateur :

$$A(\omega_0) \times K(\omega_0) = 1$$

Lorsqu'il y a excès de gain :

$$A(\omega_o) \times K(\omega_o) > 1,$$

le signal de sortie est affecté d'une distorsion harmonique d'autant plus importante que l'excès de gain est plus grand. Dans la plupart des cas, on donne volontairement à l'amplificateur un gain plus important que celui strictement nécessaire à l'entretien de l'oscillation, et on utilise cette surabondance de l'amplification pour commander un dispositif de régulation (un élément non-linéaire, par exemple thermistance ou ampoule à incandescence), ce qui permet d'obtenir un signal de sortie d'amplitude constante malgré les variations des différents paramètres qui pourraient l'affecter : tension d'alimentation, température, fréquence d'accord (dans les oscillateurs à fréquence variable), etc. On ajoute donc, au schéma fondamental de la figure XIV-20, le circuit représenté en trait interrompu.

Pour obtenir la réinjection en phase du signal de sortie vers l'entrée, on dispose de différents moyens :

1. L'amplificateur déphase de $-\pi$ (déphasage arrière) et le réseau déphaseur également ; il y a alors une rotation totale de phase de -2π (360°), ce qui revient à une réinjection en phase du signal de sortie.

2. Le déphasage de l'amplificateur est toujours de $-180°$ ($-\pi$) et le réseau déphase le signal d'entrée vers l'avant de $+\pi$; les deux déphasages sont alors compensés, et on a un déphasage total de $-\pi + \pi = 0$ (réinjection en phase).

3. L'amplificateur ne déphase pas (amplificateur à deux étages, donc non-inverseur) et le réseau RC non plus.

Les deux premiers cas sont utilisés par les oscillateurs dits à déphasage, et le troisième par l'oscillateur à pont de Wien.

●

Oscillateur à déphasage RC

Le schéma de principe d'un tel oscillateur est représenté à la figure XIV-21. C'est une application particulière de celui de la figure précédente, dans laquelle l'amplificateur déphase de $-\pi$ et le réseau de $-\pi$ (premier cas) ou de $+\pi$ (second cas).

Les réseaux déphaseurs les plus classiques sont ceux de la figure XIV-22.

Dans le montage a, le déphasage arrière ($-\pi$) est obtenu pour la pulsation :

$$\omega_o = \sqrt{6}/RC = 2{,}45/RC$$

La fréquence délivrée est donc égale à :

$$f_o = \frac{2{,}45}{2\pi RC}$$

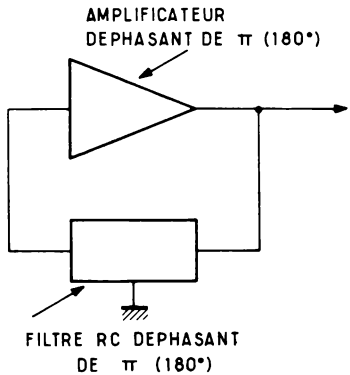


Fig. XIV-21

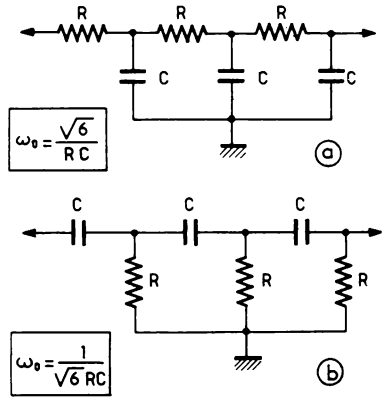


Fig. XIV-22

Le montage b produit un déphasage avant de 180 ($+\pi$) pour la pulsation :

$$\omega_0 = 1/\sqrt{6}\,RC = \frac{1}{2{,}45\,RC}$$

La fréquence fournie est donc donnée par la relation :

$$f_0 = \frac{1}{2{,}45 \times 2\pi\,RC} = \frac{1}{15{,}4\,RC}$$

Ne déphasant que de 180°, l'amplificateur peut être constitué par un unique étage à transistor monté en émetteur commun (fig. XIV-23) ou par un circuit intégré amplificateur opérationnel monté en inverseur.

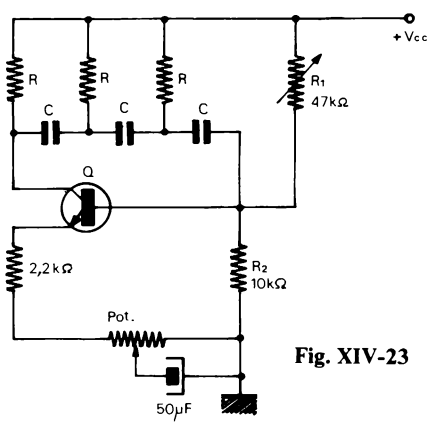


Fig. XIV-23

En examinant cette figure, nous voyons que la troisième résistance du réseau déphaseur RC se trouve shuntée par la résistance d'entrée du transistor et par la mise en parallèle (à travers l'alimentation) des résistances du pont de polarisation de base (R_1 et R_2). Pour remédier à cet inconvénient, on dispose de diverses solutions dont la plus simple consiste à intercaler, entre le réseau déphaseur et l'étage amplificateur, un étage tampon à plus haute impédance d'entrée monté en collecteur commun (ou en connexion Darlington) ; voir figure XIV-24. Le signal de sortie peut être prélevé sur l'émetteur de Q_2.

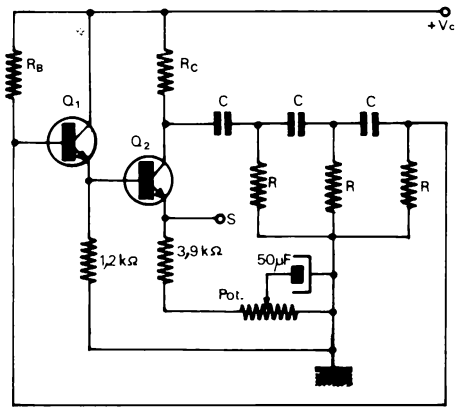


Fig. XIV-24

Le rôle du potentiomètre Pot. est d'ajuster le gain de l'amplificateur (par variation de contre-réaction d'intensité), c'est-à-dire finalement le seuil d'oscillation. Nous l'avons dit, il faut que l'atténuation produite par le réseau RC déphaseur à la fréquence considérée soit exactement compensée par le gain de l'amplificateur (pour un réseau à trois cellules, cette atténuation est de 29,3 dB). C'est à cette condition seulement que le montage oscillera en délivrant un signal qui n'accusera pas de déformation gênante (c'est-à-dire qu'il sera sinusoïdal).

●

Oscillateur à pont de Wien

Le réseau RC mis en œuvre dans les oscillateurs à pont de Wien est reproduit sur la figure XIV-25 (en a). Les courbes de réponse en fréquence et en phase de ce groupement sont données sur la même figure, respectivement en b et en c. On constate que pour la pulsation :

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

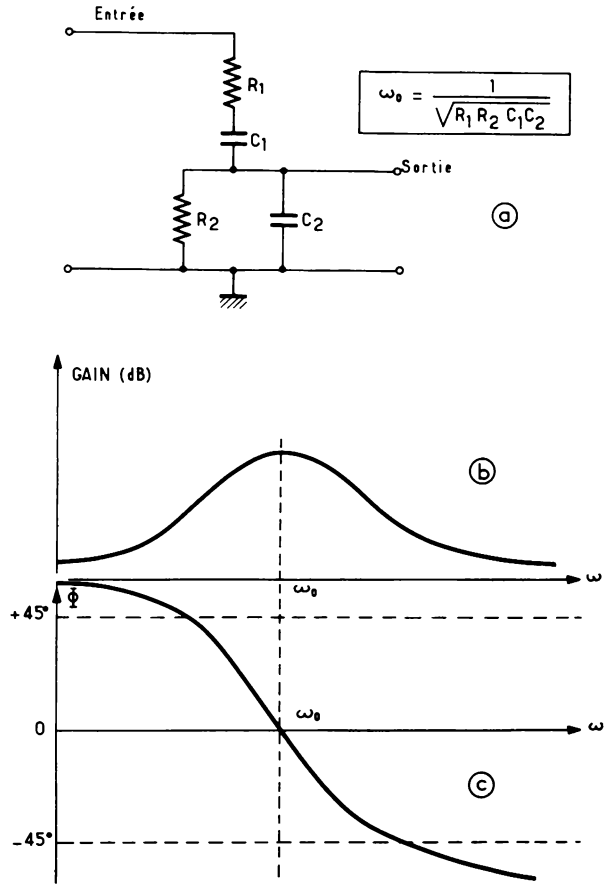


Fig. XIV-25

la courbe de gain passe par un maximum, pas très prononcé, mais non négligeable, et que la courbe de phase passe par zéro. Il suffit donc, en principe, de reboucler sur lui-même, au moyen d'un tel réseau, un amplificateur non-inverseur de gain convenable pour qu'il y ait oscillation. Notons également que si $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$, on a $\omega_o = 1/RC$.

Pratiquement, un oscillateur à pont de Wien est constitué comme il est montré sur la figure XIV-26. Le montage met en œuvre deux transistors, de manière à obtenir la rotation de phase correspondant, en fait, à une absence de déphasage. Le gain d'amplification est ajusté en agissant sur la contre-réaction d'intensité du premier étage au moyen du potentiomètre prévu à cet effet.

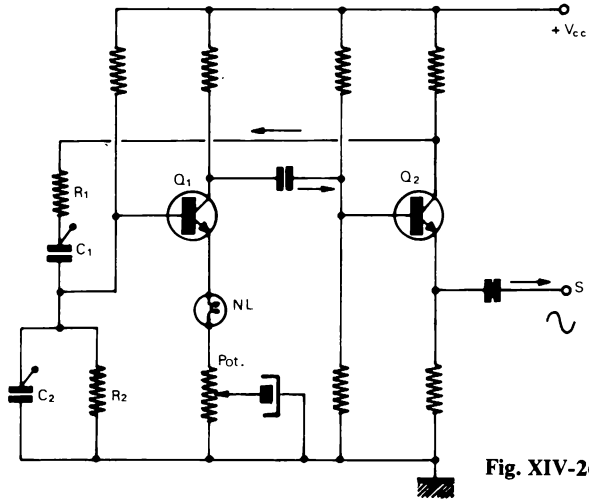


Fig. XIV-26

Comme précédemment, pour obtenir un signal bien sinusoïdal, il faut placer le système dans les conditions correspondant juste au démarrage et à l'entretien des oscillations.

Dans le cas d'un oscillateur à fréquence variable (C_1 et C_2 = variable), il est important que l'amplitude du signal de sortie reste constante. Une stabilisation de cette amplitude est souvent obtenue en intercalant dans l'émetteur de Q_1 un élément non-linéaire NL, en l'occurrence une ampoule à filament incandescent de caractéristiques appropriées.

Une autre solution pratique est schématisée sur la figure XIV-27. Dans ce montage, le réseau R_1 C_1 R_2 C_2 constitue une branche d'un pont dont l'autre branche comporte une résistance normale R et un élément non-linéaire NL (ampoules à filament). L'amplificateur différentiel A mesure le

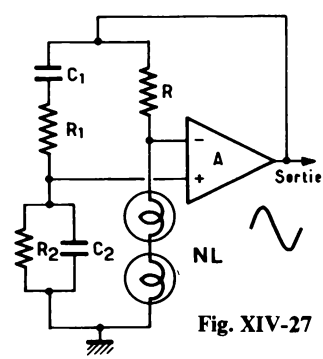


Fig. XIV-27

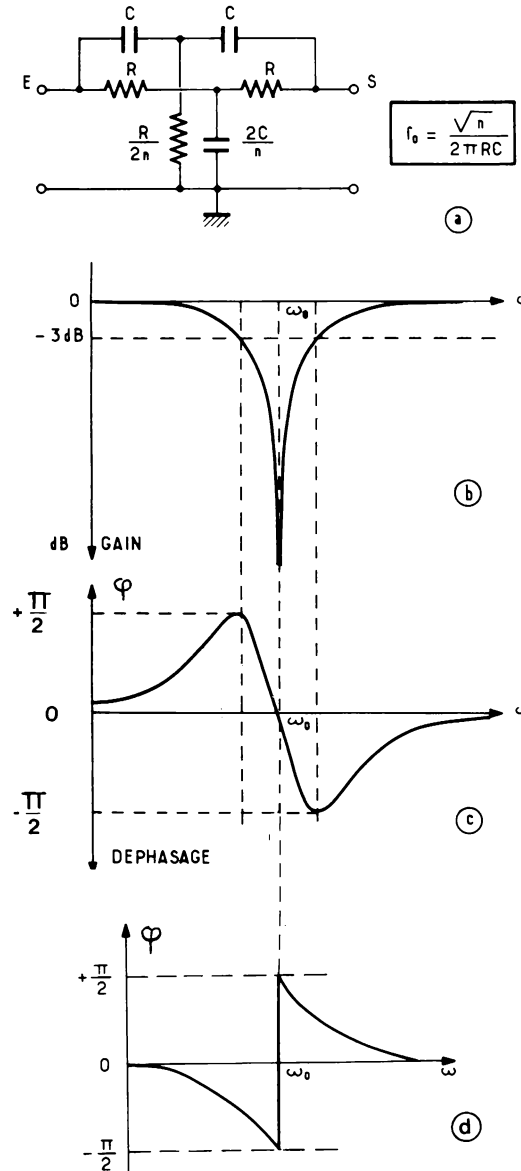

C
C
R
R
E
S
R/2n
2C/n
$f_0 = \frac{\sqrt{n}}{2\pi RC}$
a
0
ω_0
ω
-3dB
b
dB GAIN
φ
$+\frac{\pi}{2}$
0
ω_0
ω
$-\frac{\pi}{2}$
c
DEPHASAGE
φ
$+\frac{\pi}{2}$
0
ω_0
ω
$-\frac{\pi}{2}$
d

Fig. XIV-28

déséquilibre du pont qui, dans les conditions idéales, devrait être nul pour la fréquence F_o. En réalité, le pont n'est pas parfaitement équilibré (sinon il n'y aurait aucune tension aux bornes de l'amplificateur et le système n'oscillerait pas). L'organe non-linéaire sert à maintenir le pont automatiquement avec juste ce qu'il faut de déséquilibre pour que le montage oscille.

●

Oscillateur à réseau en double T

Il existe des réseaux de résistances et capacités dont la courbe de transfert présente une très forte atténuation pour la fréquence d'accord f_o. Théoriquement, même pour un réseau parfait, l'atténuation devrait être infinie. Ce réseau est le double T dont le schéma est donné en a de la figure XIV-28 et dont on trouvera la courbe de réponse en fréquence en b.

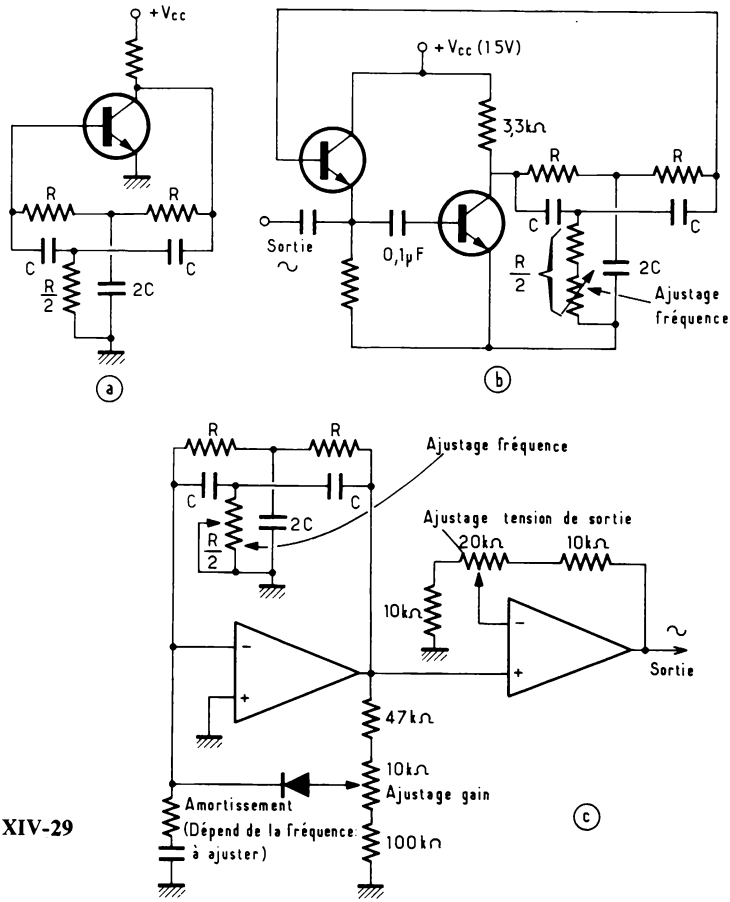


Fig. XIV-29

En c, nous avons la réponse en phase lorsqu'il existe un déséquilibre de valeurs entre les résistances ou entre les condensateurs constituant le double T.

Lorsque le réseau en double T est parfaitement réalisé et exactement équilibré, les variations de φ en fonction de la pulsation ω sont représentées en d.

Dans le cas général, la fréquence pour l'atténuation maximale est donnée par la relation :

$$f_o = \frac{\sqrt{n}}{2 \pi RC}$$

Mais comme, le plus souvent, on donne à n la valeur 1, la relation devient :

$$f_o = \frac{1}{2 \pi RC}$$

L'explication théorique du fonctionnement des oscillateurs mettant en œuvre ce type de réseau est assez complexe.

Nous nous bornerons à donner sur la figure XIV-29, en a, le schéma de principe de ce montage. La sortie s'effectuant à haute impédance, il est recommandé d'isoler l'oscillateur proprement dit de la charge au moyen d'un étage à très haute impédance d'entrée : collecteur commun, Darlington ou amplificateur opérationnel monté en non-inverseur (schéma b ou c).

§ 6. – VCO et PLL

Bien connu sous l'abréviation PLL (Phase Locked Loop), la boucle à verrouillage de phase fut imaginée dès 1930. Ce montage électronique d'une certaine complexité ne trouva cependant toute son importance qu'avec l'apparition des circuits intégrés. Vers 1970 apparurent des circuits PLL en technologie bipolaire pour de multiples applications.

Le principe de la boucle à verrouillage de phase est le suivant (voir fig. XIV-30) :

– Un oscillateur commandé en tension VCO (Voltage Controlled Oscillator) délivre un signal rectangulaire U_s dont la fréquence f_s varie *en fonction* de la tension αU_c.

– Un comparateur de phase CP, réalisé le plus souvent sous forme d'un étage multiplicateur (mélangeur multiplicatif), détermine la différence de phase entre les deux signaux qu'il reçoit : d'une part, le signal d'entrée U_e de fréquence f_e et, d'autre part, U_s de fréquence f_s. Lorsque la boucle est asservie (verrouillée), le comparateur de phase délivre une tension U_p dont la composante continue est proportionnelle au déphasage entre U_e et U_s.

– Un filtre passe-bas PB extrait la composante continue U_c du signal U_p.

– Enfin, un amplificateur A amplifie le signal U_c d'un facteur constant α. La tension αU_c commande l'oscillateur VCO.

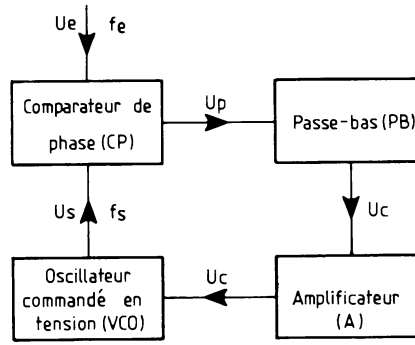


Fig. XIV-30

Lorsque la boucle est verrouillée, on observe un décalage de 90° entre U_e et U_s, c'est-à-dire qu'à chaque instant f_s est invitée à se rapprocher de la fréquence d'entrée f_e et à la suivre avec un « retard » de 90°.

Pour qu'il y ait asservissement, la fréquence d'entrée f_e doit être proche de la fréquence du VCO en boucle ouverte f_{so} (voir fig. XIV-31). Plus précisément, f_e doit pénétrer à l'intérieur du domaine de capture du circuit PLL. Par la suite, f_e pourra s'écarter davantage de f_{so}, mais devra rester à l'intérieur d'un domaine dit de maintien de verrouillage, sous peine de voir s'arrêter l'asservissement.

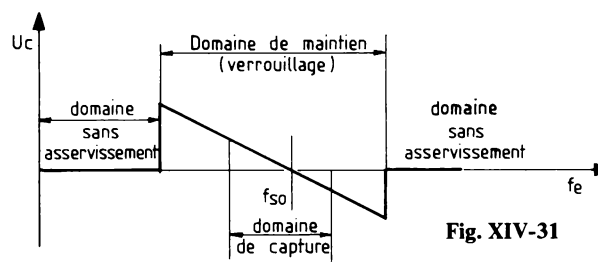


Fig. XIV-31

Si l'excursion de fréquence de f_e dépasse le domaine de maintien, la boucle ne fonctionne plus et l'oscillateur VCO délivre la fréquence f_{so}. La fréquence d'entrée f_e devra réintégrer le très étroit domaine de capture, ne serait-ce qu'un bref instant, pour que l'asservissement s'enclenche à nouveau.

Retenons de ce qui précède que le montage PLL réagit de façon sélective à certaines fréquences en se laissant synchroniser.

Les boucles à verrouillage de phase sont très utilisées (sous forme de circuit intégré) dans les démodulateurs FM et les décodeurs stéréophoniques FM. Elles sont aussi employées dans les transmissions à longue distance pour l'informatique, où elles servent au décodage de signaux modulés par déplacement de fréquence (frequency shift keying).

Mais les circuits PLL ont sans doute leur emploi le plus grand dans la construction des oscillateurs synthétiseurs de fréquence. Le principe d'un montage de ce genre est indiqué sur la figure XIV-32. Le comparateur de phase compare la fréquence d'entrée f_e avec le quotient f_s d'une division par n de la fréquence de l'oscillateur VCO. La fréquence en boucle ouverte f_o de l'oscillateur VCO est, de ce fait, le produit de la fréquence d'entrée f_e par n. Quel que soit le nombre n, le domaine de maintien du montage PLL est, en pourcentage, inchangé. De plus, la fréquence f_o possède la même stabilité dans le temps que celle de la fréquence d'entrée f_e.

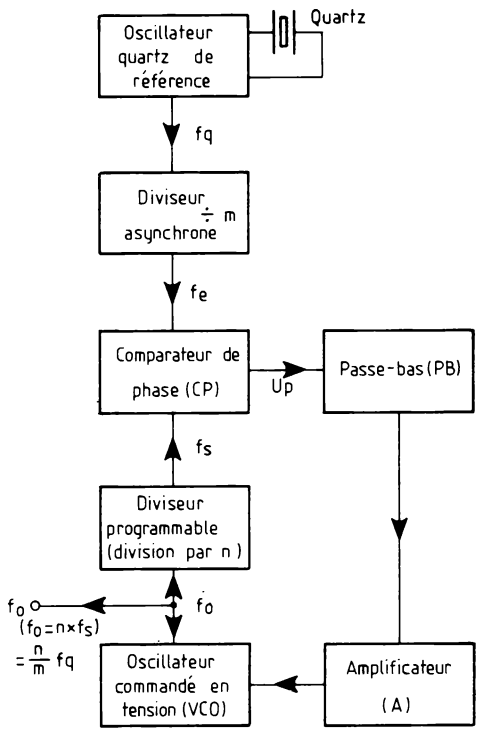


Fig. XIV-32

Si l'on génère f_e *à partir d'un quartz* et que le diviseur par n soit programmable électroniquement pour plusieurs valeurs différentes de n, on obtient un générateur susceptible de produire plusieurs fréquences fixes d'une stabilité remarquable (qui sont des multiples de la fréquence de référence f_e). Si le pas de variation de la fréquence de sortie f_o doit être inférieur aux fréquences réalisables au moyen d'oscillateurs à quartz, on fait suivre ceux-ci

d'un autre diviseur qui fixe ainsi la résolution du générateur synthétiseur ; c'est ce qui est montré sur la figure XIV-32. D'une manière générale, si f_q est la fréquence du quartz, *m* la division effectuée par le diviseur asynchrone et *n* la division produite par le diviseur programmable, on a :

$$f_o = \frac{n}{m} f_q$$

Dans la technique moderne, tous les étages indiqués sur la figure XIV-32 (sauf l'oscillateur à quartz de référence et le VCO) se présentent souvent sous la forme d'un unique circuit intégré (technologie MOS-LSI) ; ce qui permet finalement des réalisations relativement simples et peu encombrantes. Un tel circuit intégré contient un comparateur de phase digital et un certain nombre de diviseurs programmables ; une première chaîne de diviseurs agit sur le signal généré par l'oscillateur de référence dont la fréquence peut être comprise entre 250 kHz et 6,5 MHz ; la seconde chaîne de diviseurs agit sur la fréquence issue du VCO. Une sortie est prévue pour synchroniser un prédiviseur extérieur qui pourra alors suivre la fréquence du VCO jusqu'à plusieurs centaines de mégahertz si besoin est.

La fréquence de comparaison ainsi obtenue à l'entrée du comparateur de phase peut être choisie entre 100 Hz et 25 kHz grâce à plusieurs rapports de division progammables en fonction du quartz utilisé. Le choix du quartz et du rapport de son diviseur associé se fait en fonction du pas désiré (le pas étant l'espace entre deux fréquences générées successives).

Nous n'entrerons pas ici dans le détail de l'utilisation pratique ou le détail des possibilités, ces points variant évidemment selon le type du circuit intégré employé, selon la bande de fréquences souhaitée, selon le pas, etc. Ajoutons seulement que le ou les diviseurs (programmables) peuvent être contrôlés par des commutateurs à galettes câblés selon les fréquences à obtenir, ou par des mémoires mortes programmées à volonté, ou par des roues codeuses, ou le plus souvent par des compteurs-décompteurs commandés manuellement (chaque impulsion correspondant au saut d'un canal ou à un pas de fréquence).

Très souvent, ce montage est complété par un compteur-décodeur à circuits intégrés effectuant simultanément l'affichage de la fréquence par des digits « 7 segments » (afficheurs à LED).

CHAPITRE XV

LES RECEPTEURS A CHANGEMENT DE FREQUENCE

§ 1. – Principe du changement de fréquence

Le principe d'un récepteur à changement de fréquence est représenté sur la figure XV-1.

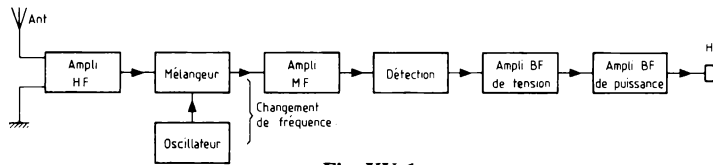


Fig. XV-1

Nous avons un amplificateur HF attaqué par le collecteur d'ondes antenne-terre (ou un cadre). Parfois, cependant, cet amplificateur HF n'existe pas, et le circuit antenne-terre (ou le cadre) attaque directement l'étage mélangeur.

Cet étage mélangeur reçoit donc, d'une part, soit les signaux déjà amplifiés par l'amplificateur HF, soit les signaux recueillis par l'antenne, et, d'autre part, une oscillation de fréquence convenable issue de l'étage oscillateur. Les signaux incidents et l'oscillation locale donnent naissance, par battement, à un nouveau signal de fréquence constante quelle que soit la fréquence de l'onde reçue. Il s'agit du signal moyenne fréquence (MF) ou de fréquence intermédiaire (FI), deux appellations qui signifient la même chose. Ensuite, le signal MF est amplifié par un ou deux étages amplificateurs MF, puis détectés ; la suite des étages constituant le récepteur est désormais classique.

Les étages mélangeur et oscillateur constituent le changement de fréquence, et c'est d'eux dont nous allons nous occuper présentement.

Nous avons dit que l'étage mélangeur recevait la tension HF incidente (de fréquence correspondant à l'émetteur désiré) et une tension alternative provenant de l'oscillateur local. La fréquence de cette dernière oscillation doit toujours être telle que sa différence avec la fréquence de l'onde reçue soit constante. La fréquence de l'oscillation locale doit donc varier comme la

fréquence de l'onde reçue, selon que l'on est en GO, en PO ou en OC, mais toujours en conservant la différence de fréquence indiquée. Cette différence de fréquence sera la fréquence du signal appelé MF, né du battement de l'onde incidente et de l'oscillation locale. Si nous appelons F_1 la fréquence de l'onde incidente (onde reçue) et F_o la fréquence de l'oscillateur local, nous aurons :

$$MF = F_1 - F_o$$

$$\text{ou } MF = F_o - F_1$$

selon que la fréquence F_o de l'oscillateur sera inférieure ou supérieure à la fréquence de l'onde reçue. L'opération de battement entre F_1 et F_o, c'est-à-dire le changement de fréquence souhaité, ne se produit correctement que dans des conditions bien déterminées. Supposons que notre circuit d'accord soit réglé sur 1 000 kHz pour la réception d'un émetteur fonctionnant sur cette fréquence ; notre oscillateur sera réglé sur 1 455 kHz. En conséquence, la fréquence du battement MF résultant sera de :

$$1\,455 - 1\,000 = 455 \text{ kHz}$$

Supposons maintenant que notre circuit d'accord soit réglé sur 6 MHz (bande OC des 49 mètres) : notre oscillateur local, lui, sera réglé sur 5,545 MHz. Et le battement MF résultant sera toujours de :

$$6\,000 - 5\,545 = 455 \text{ kHz}$$

Ce battement MF résultant, et lui seul, est mis en évidence dans le circuit de sortie du mélangeur grâce à un circuit accordé sur cette fréquence moyenne constante.

Le battement MF conserve le caractère de l'onde incidente. Si cette onde est pure, le battement MF résultant est aussi une oscillation pure ; si l'onde reçue est modulée, le battement MF est une oscillation modulée.

En conséquence, la tension MF disponible pourra être amplifiée à l'aide d'un amplificateur dit amplificateur MF, comportant des circuits accordés une fois pour toutes pour cette fréquence constante, et ce, dans les meilleures conditions d'efficacité (tant en sensibilité que sélectivité et que fidélité de transmission).

Après l'amplification convenable désirée, la tension MF, porteuse des signaux BF de modulation, est détectée pour l'extraction desdits signaux BF ; puis, ces derniers sont à leur tour amplifiés, etc. C'est ce que nous montre la figure XV-1.

Pour revenir à l'étage changeur de fréquence groupant l'étage mélangeur et l'étage oscillateur, disons qu'il comporte un condensateur variable agissant sur la fréquence de l'oscillateur local et un ou plusieurs condensateurs variables permettant l'accord sur l'onde incidente désirée. Sur les récepteurs modernes, ces divers condensateurs variables sont jumelés cage par cage... et sont commandés ensemble par un unique bouton. Cette disposition, appelée « commande unique », nécessite une mise au point spéciale des circuits, dite alignement, dont nous reparlerons.

En fait, prenons l'exemple de la bande PO dont le réglage de la fréquence d'accord (onde incidente) doit pouvoir varier entre 500 et 1 500 kHz

(pour employer des valeurs arrondies). Le réglage de l'oscillateur, lui, doit pouvoir varier entre 955 et 1 955 kHz, de façon à obtenir une MF constante de 455 kHz (valeur standardisée actuelle).

Le rapport des fréquences d'accord est donc de 1/3, ce qui ne peut s'obtenir que par une variation de capacité dans le rapport de 1/9. Par contre, le rapport des fréquences de l'oscillateur est de 1/2 (approximativement), ce qui s'obtient avec une variation de capacité dans le rapport 1/4 seulement.

Les variations de capacités n'étant pas les mêmes à l'accord et à l'oscillateur (et les cages des condensateurs variables étant jumelées... et de mêmes capacités), il va falloir agir sur les bobinages.

Bien entendu, les fréquences couvertes par l'oscillateur étant supérieures à celles de l'accord, la bobine de l'oscillateur comportera moins de tours que la bobine d'accord. Mais, en outre, pour tenir compte du rapport des fréquences extrêmes à obtenir avec l'oscillateur (pour une même variation de capacité qu'à l'accord, rappelons-le), nous allons monter des condensateurs fixes entre bobine et condensateur variable du circuit oscillateur. Nous allons monter un condensateur C_t (ou trimmer) en parallèle, qui va augmenter la capacité minimum du condensateur variable ; et nous allons monter un condensateur C_p (ou padding) en série, qui va réduire la capacité maximum du condensateur variable (voir fig. XV-2). Pratiquement, ces condensateurs trimmer et padding sont des modèles ajustables, et leur réglage permet l'alignement de la gamme d'ondes considérée. Pour cela, examinons la figure XV-3. La

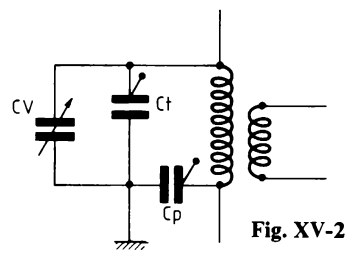


Fig. XV-2

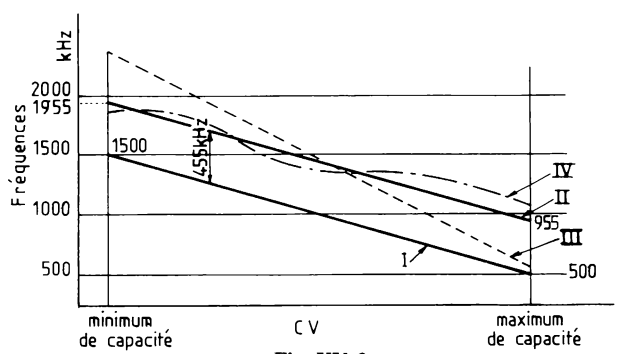


Fig. XV-3

courbe I représente la variation de la fréquence d'accord pour la rotation complète du condensateur variable, toujours dans l'exemple que nous avons choisi, c'est-à-dire la gamme PO de 500 à 1 500 kHz. La courbe II représente la variation idéale correspondante à obtenir pour l'oscillateur, soit de 955 à 1 955 kHz. Ces deux courbes sont toujours distantes de 455 kHz tout au long de leur tracé. Hélas ! si nous utilisons un oscillateur non muni de trimmer et de padding, sa variation de fréquence est représentée par la courbe III (en pointillés) ; nous sommes donc loin de la solution. Mais, en montant un trimmer et un padding comme il a été représenté sur la figure XV-2, la courbe représentant la variation de fréquence de l'oscillateur s'améliore : nous l'avons représentée en traits mixtes, courbe IV. Nous voyons qu'elle « ondule » au-dessus et au-dessous de la courbe idéale, courbe II. En un mot, les opérations d'alignement consistent à déterminer des réglages pour le trimmer et le padding, de façon que la courbe réelle IV se rapproche le plus possible de la courbe idéale II ; et ce, pour chaque gamme d'ondes du récepteur. D'ores et déjà, signalons que l'action du trimmer C_t se manifeste vers les fréquences les plus élevées (vers 1 500 kHz dans notre exemple), alors que le padding C_p agit vers les fréquences inférieures (vers 500 kHz dans notre exemple).

La valeur de la capacité du trimmer est de l'ordre de 30 pF (en capacité maximum). Quant à la valeur de la capacité du padding, elle dépend de la fréquence, autrement dit de la gamme d'ondes. En GO, les valeurs des paddings sont assez faibles ; en PO, elles sont déjà plus élevées ; et en OC, ces valeurs sont tellement importantes que, généralement, les paddings sont supprimés et remplacés par une connexion directe.

Précisons aussi, pour fixer les idées, que sur les blocs de bobinages modernes, les paddings sont généralement des condensateurs fixes. On agit alors sur la courbe IV, vers les fréquences inférieures, en réglant le noyau de ferrite de la bobine oscillatrice.

Nous ne pouvons pas terminer ce paragraphe sans dire quelques mots de la « fréquence-image ». D'après le principe du changement de fréquence, nous souhaitons que le lecteur ait compris que seul un émetteur dont la fréquence convenable vient se « battre » avec celle de l'oscillateur local donnera naissance à la tension MF qui sera amplifiée par les étages suivants, puis détectée.

Exemple. – Notre oscillateur est réglé sur la fréquence de 1 400 kHz. Seul l'émetteur dont la fréquence, en se combinant avec cette oscillation à 1 400 kHz, donnera la moyenne fréquence de 455 kHz, sera reçu.

Cet émetteur reçu aura une fréquence de :

$F_1 = F_o - MF = 1\,400 - 455 = 945$ kHz

En effet, la différence entre la fréquence F_o de l'oscillateur et la fréquence F_1 de l'onde incidente est bien égale à la valeur MF, soit 455 kHz.

Mais, n'y aurait-il pas une autre valeur de fréquence incidente qui pourrait également donner naissance au battement résultant MF ? La fréquence 1 855 kHz..., par exemple !

Nous avons :

$F_1 - F_o = 1\,855 - 1\,400 = 455$ kHz qui est précisément notre valeur MF.

En conséquence, si un émetteur fonctionne sur 1 855 kHz, alors que nous sommes réglés sur 945 kHz, il pourra être reçu également. Cette réception indésirable, cette fréquence de 1 855 kHz, est appelée « fréquence image » pour le réglage considéré du récepteur. Par rapport à la fréquence de l'oscillateur F_o, elle est l'image de la fréquence incidente. En fait l'écart de fréquence entre la fréquence incidente souhaitée et la fréquence image indésirable est égal à deux fois la valeur MF.

Est-il besoin de préciser qu'il est nécessaire d'éviter qu'une station d'émission fonctionnant sur la fréquence image soit reçue en même temps que l'émetteur désiré !

Pour éliminer l'onde perturbatrice reçue en fréquence image, nous disposons des circuits d'accord du récepteur. Ainsi, en reprenant toujours notre précédent exemple, les circuits d'accord du récepteur sont réglés sur 945 kHz... et non sur 1 855 kHz. Les signaux à 1 855 kHz sont donc considérablement affaiblis, et ils le seront d'autant plus que le nombre de circuits d'accord avant le changement de fréquence sera grand, ou que leur efficacité sélective sera importante. Ceci pour dire que, dans un récepteur comportant un étage HF accordé avant le changement de fréquence, l'affaiblissement de la fréquence image est pratiquement total.

En outre, l'affaiblissement de la fréquence image est évidemment d'autant plus important que l'écart entre ladite fréquence image et la fréquence incidente souhaitée est grand. Cet écart valant deux fois la valeur MF, l'affaiblissement sera d'autant plus important que la valeur MF sera élevée.

Sur les récepteurs de trafic spéciaux pour ondes courtes, une bonne sélectivité des circuits d'accord est difficile à obtenir, du fait du faible coefficient de surtension des bobinages. La réception avec fréquence image risquant de se manifester de nouveau, surtout vers les bandes de fréquences très élevées, on prévoit une première « moyenne fréquence » de l'ordre de 1 600 kHz (voire davantage) qui permet d'obtenir un affaiblissement très important de la fréquence-image. Ensuite, on opère un deuxième changement de fréquence déterminant une seconde « moyenne fréquence » sur 455 kHz (parfois même moins) qui permet d'obtenir la sélectivité requise. C'est la technique du double changement de fréquence.

§ 2. – Montages d'étages changeurs de fréquence

Nous pouvons rencontrer des étages changeurs de fréquence où un seul transistor remplira les deux fonctions (oscillateur et mélangeur), d'autres où ces fonctions seront remplies par deux transistors distincts.

Le schéma d'un étage changeur de fréquence, équipé d'un seul transistor, est représenté sur la figure XV-4. Deux gammes sont prévues (PO et GO) et le collecteur d'ondes est du type cadre sur ferrite (L_1 à L_4). La résistance de 18 ohms intercalée dans le circuit d'émetteur est destinée à prévenir les ris-

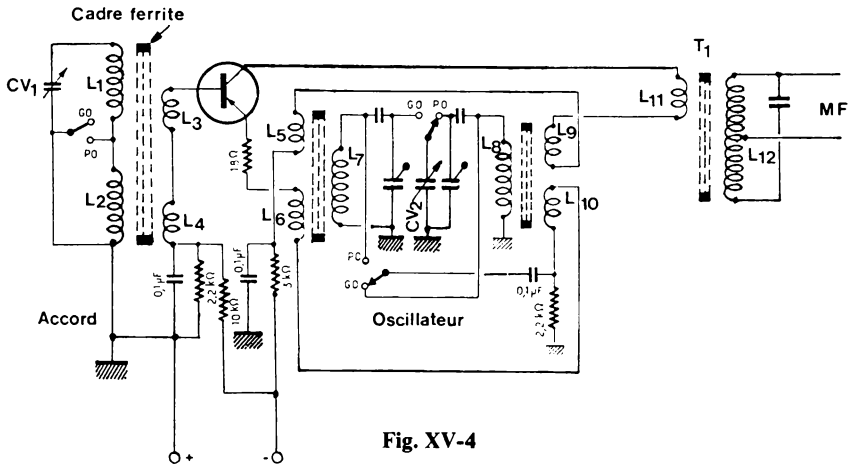


Fig. XV-4

ques de suroscillations aux fréquences supérieures de la gamme PO. Les commutations sont réduites au minimum (pas de commutation des circuits à basse impédance de couplage).

L_1 constitue le circuit d'accord PO, et $L_1 + L_2$ le circuit d'accord GO. L_3 et L_4 sont les enroulements de couplage, cet ensemble constituant le cadre-ferrite collecteur d'ondes. Les signaux sont appliqués sur la base du transistor Q_1.

L_7 est l'oscillatrice GO, et L_8 l'oscillatrice PO. L_5, L_6, L_9 et L_{10} sont les enroulements de couplage (et d'entretien). L'oscillation est entretenue entre collecteur et émetteur.

La bobine oscillatrice L_7 (GO) est shuntée en position PO ; car, du fait des enroulements de couplage et si cette disposition n'était pas prise, il se produirait un important affaiblissement de la tension d'oscillation aux fréquences inférieures de la gamme PO (absorption). De même, la bobine oscillatrice L_8 (PO) est shuntée en position GO, sans quoi des oscillations à fréquence élevée viendraient se superposer aux oscillations normales GO. Pour les bobinages, il faut employer des pots fermés, avec un couplage très serré et un nombre de spires très réduit pour les bobines d'entretien. Les bobinages sont évidemment plus délicats à mettre au point et les circuits plus difficiles à régler que dans le cas d'un montage à deux transistors séparés.

Enfin, dans le circuit de collecteur, nous avons la bobine de couplage L_{11}, et le circuit L_{12} accordé sur la fréquence MF (transformateur T_1) met en évidence les signaux à « moyenne fréquence » obtenus. Comme d'habitude, les valeurs des composants ne sont données qu'à titre d'ordre de grandeur.

Etant donné que, dans un transistor, on ne dispose que de trois électrodes, seuls des montages mélangeur-convertisseur additif peuvent être utilisés. Le signal F_1 de l'onde incidente recueilli par le collecteur d'ondes est appliqué à

la base ; le signal F_0 de l'oscillateur local se retrouve dans le circuit d'émetteur. Ces deux signaux se superposent et donnent naissance dans le circuit accordé de collecteur au signal « moyenne fréquence » MF égal à la somme ou à la différence des deux signaux précédents. C'est généralement le signal différence qui est mis en évidence :

$$MF = F_0 - F_1$$

$$\text{ou } MF = F_1 - F_0$$

Un montage déjà plus élaboré, comportant deux transistors distincts pour le changement de fréquence, est représenté sur la figure XV-5. Le premier transistor tient le rôle de mélangeur, et le second celui de l'oscillateur. Le premier reçoit donc les deux signaux provenant du collecteur d'ondes et de l'oscillateur local, et assure le mélange.

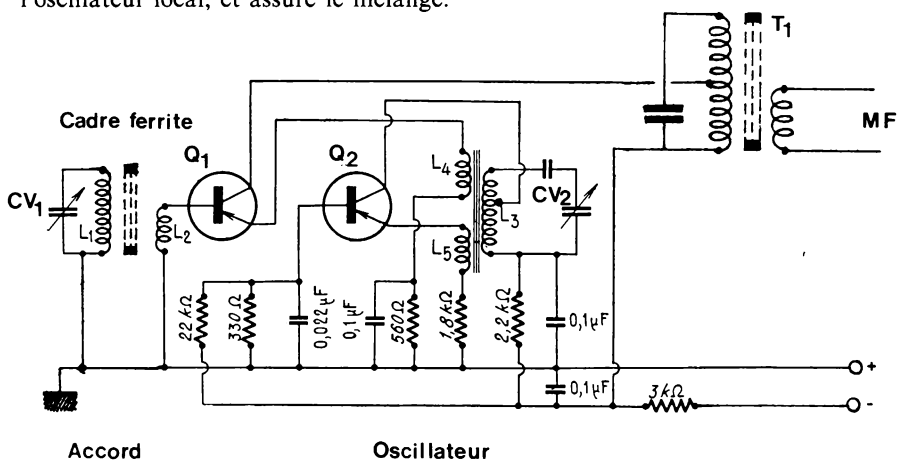


Fig. XV-5

Le collecteur d'ondes est toujours un cadre sur ferrite (L_1, L_2, accord par CV_1). Le transistor Q_1 équipe l'étage convertisseur, alors que Q_2 est le transistor oscillateur. Pour une bonne conversion, ce dernier doit fournir une tension voisine de 300 mV.

L'oscillation est entretenue entre collecteur et émetteur de Q_2 (L_3 L_5) ; réglage par CV_2 jumelé à CV_1 (la capacité en série avec CV_2 étant un condensateur padding). Cette oscillation est appliquée au circuit d'émetteur Q_1 par l'intermédiaire de l'enroulement de couplage L_4.

Dans le circuit de collecteur de Q_1 se trouve intercalé le transformateur MF (T_1) accordé sur la valeur « moyenne fréquence ».

Naturellement, en ce qui concerne les circuits accord et oscillateur, nous n'avons représenté qu'une seule gamme d'ondes et nous avons volontairement supprimé tous les détails de commutation pour une plus grande clarté du dessin.

D'autre part, il va sans dire que les schémas représentés constituent des montages classiques, mais qu'ils peuvent pratiquement admettre de nombreuses variantes de conception, les principes restant absolument les mêmes.

Une des caractéristiques essentielles d'un oscillateur-mélangeur est son gain de conversion. Ici, il est défini par le rapport de la puissance de sortie MF (mesurée sur l'impédance d'entrée du premier transistor amplificateur MF) à la puissance HF fournie par le circuit collecteur d'ondes sur l'entrée du transistor mélangeur (rapport exprimé en décibels).

L'accord par diodes varicap

Nous ne pouvons passer sous silence l'utilisation de plus en plus répandue des « diodes varicap » pour le réglage de l'accord des étages amplificateurs HF ou VHF, changeur de fréquence et oscillateur, une diode varicap remplaçant une case de condensateur variable.

La figure XV-6 montre un exemple d'application de diodes varicap du type BA163 (de I.T.T.) pour le réglage d'accord d'un récepteur de radio AM ordinaire (étage changeur de fréquence).

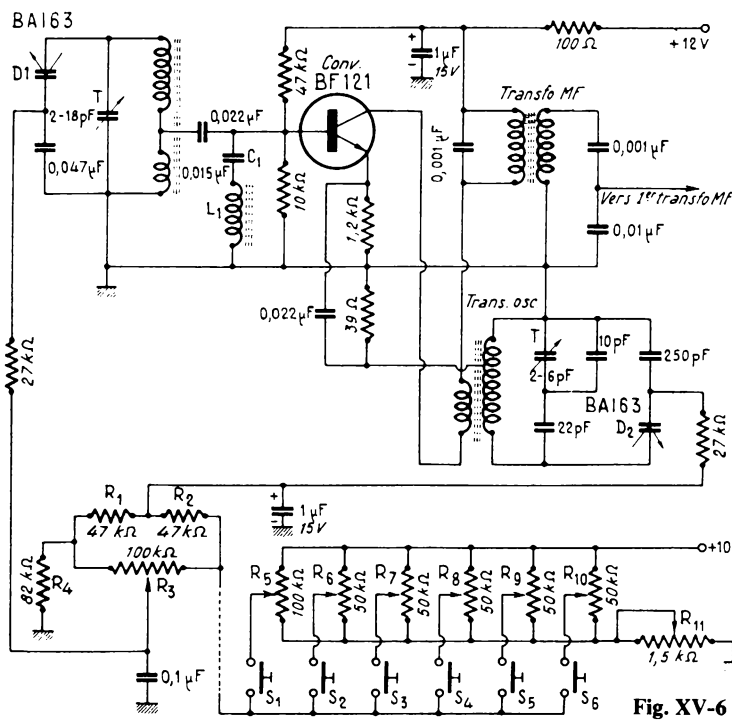


Fig. XV-6

La diode varicap BA163 est une diode au silicium de technologie planar-épitaxiée présentant un rapport de capacité plus grand que 26/1 pour une variation de tension de 0 à 10 V, avec une capacité de jonction de 260 pF à 0 V. Son coefficient de surtension est de 200 (minimum) à 500 (typique) de 150 à 500 kHz, à 1 V, et de 300 à 1 500 kHz, à 10 V.

Sur le schéma, une diode varicap BA163 est connectée en série avec un condensateur de 0,047 μF, ce groupement étant monté en parallèle sur l'enroulement de l'antenne-ferrite. Le circuit L_1 C_1 constitue une trappe accordée sur la fréquence MF du récepteur.

Le transistor convertisseur type BF121 fonctionne en mélangeur et oscillateur. Le circuit oscillateur proprement dit est à base commune, l'entretien des oscillations s'effectuant par une réaction du collecteur à l'émetteur. La tension d'oscillation est limitée à 1 V crête à crête dans le circuit de collecteur pour éviter les distorsions.

La tension de polarisation pour la diode D_2 de l'oscillateur est déterminée par les résistances R_1 R_2. Au contraire, celle de la diode D_1 de l'accord est déterminée par le potentiomètre R_3. C'est ce dernier réglage qui, outre les trimmers prévus par ailleurs, permet l'alignement de cet étage, c'est-à-dire l'écart constant en fréquences des circuits accord et oscillateur, ainsi que la compensation éventuelle de la différence entre les caractéristiques des deux diodes.

La tension de polarisation de commande des deux diodes varicap est appliquée par la fermeture de l'un des boutons-poussoirs (S_1 à S_6) et est déterminée dans chaque cas par le préajustage d'un potentiomètre (R_5 à R_{10}).

Dans cet exemple d'application, il s'agit donc d'un récepteur avec 6 stations préréglées. La résistance variable R_{11} sert à limiter la valeur maximum de la tension de polarisation appliquée aux potentiomètres de préréglage. Dans le cas d'un accord normal, en bande continue, un seul potentiomètre (R_5, par exemple) suffit. Les autres potentiomètres et les boutons-poussoirs disparaissent. La manœuvre du potentiomètre de commande doit alors entraîner le déplacement d'un index sur un cadran de repérage des émetteurs.

§ 3. – L'amplificateur FI (ou MF)

Qu'allons-nous demander à l'amplificateur FI ? Il faut d'abord obtenir l'amplification suffisante de la tension FI disponible à la sortie de l'étage changeur de fréquence ; en fait, la tension FI doit être d'amplitude suffisante pour être appliquée au détecteur, afin que la détection s'opère bien dans la partie linéaire de la caractéristique dudit détecteur, et non uniquement au pied coudé de cette caractéristique.

Ensuite, il faut obtenir l'amplification de la tension FI désirée, et de cette tension seulement, à l'exclusion des tensions de fréquences voisines (supérieures ou inférieures) de la valeur FI. En d'autres termes, l'amplificateur FI doit être sélectif. Il comporte donc, pour cela, le maximum possible de circuits accordés dans les liaisons inter-étages. Ces circuits accordés couplés mutuelle-

ment (filtre de bande ou tesla) doivent cependant présenter la largeur de bande requise afin de ne pas altérer la modulation transmise (voir chapitre VIII, § 3).

La figure XV-7 montre le schéma d'un amplificateur moyenne fréquence comportant deux étages équipés de transistors PNP.

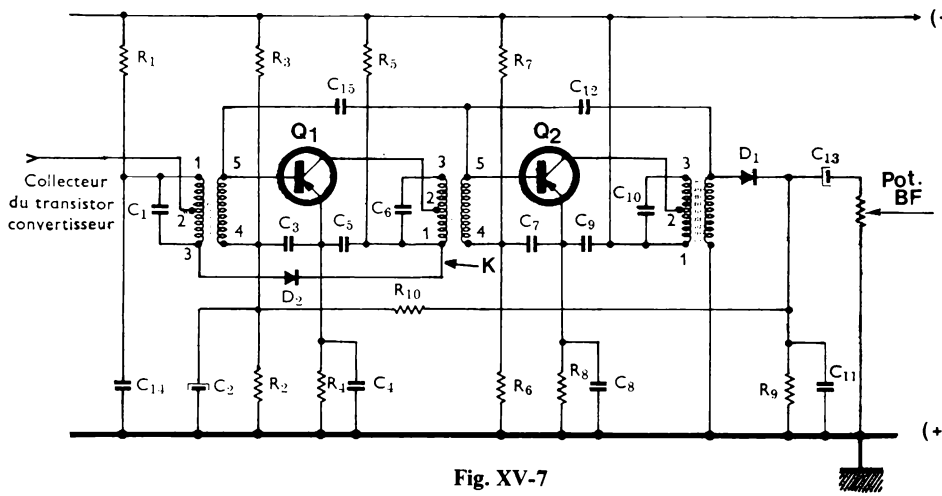


Fig. XV-7

Les transformateurs FI sont conçus spécialement pour leur fonctionnement avec des transistors bipolaires ordinaires. Le primaire est constitué par un circuit accordé réglé sur la valeur MF par l'ajustage d'un noyau de ferrite. Ce primaire comporte une prise intermédiaire pour la connexion au collecteur. Cette disposition permet l'adaptation à l'impédance de sortie du transistor (circuit de collecteur) et, en même temps, permet de maintenir un coefficient de surtension Q élevé pour le circuit accordé (amortissement moindre). Quant au secondaire (non accordé), il présente un nombre de tours convenable pour réaliser l'adaptation d'impédance à l'entrée (base) du transistor faisant suite (ou à l'étage de détection, en ce qui concerne le dernier transformateur FI). Chaque transformateur FI comporte donc cinq sorties. Notons cependant qu'il existe des transformateurs plus complexes (par exemple, avec deux circuits accordés + l'enroulement de couplage).

Comme nos lecteurs le savent, les transistors ordinaires étant des éléments présentant des impédances relativement faibles, leurs circuits exigent des condensateurs de couplage, de découplage ou de fuite de valeurs élevées.

Généralement, un transistor utilisé en amplificateur FI nécessite le neutrodynage de l'étage, neutrodynage qui n'est pas très compliqué à réaliser heureusement. Nous avons vu au cours du § 12, chapitre XIII en quoi consiste le neutrodynage d'un étage : il s'agit essentiellement du report d'une faible fraction d'énergie, effectué d'arrière en avant et en opposition de

phase, afin de supprimer toute tendance à l'auto-oscillation de l'étage lorsque ses circuits d'entrée et de sortie sont accordés sur la même fréquence. Dans le cas présent, pour réaliser ce neutrodynage, il suffit de prévoir une petite capacité entre les secondaires de deux transformateurs successifs ; sur la figure XV-7, les capacités éventuelles de neutrodynage sont les condensateurs C_{12} et C_{15}.

Sur cette figure, Q_1 est le transistor équipant le premier étage FI ; Q_2 équipe le second étage. Par ailleurs, nous connaissons déjà le rôle et le fonctionnement de l'étage détecteur ; c'est la diode à cristal D_1 qui assure la détection des signaux BF sur la résistance de charge R_9. Ces signaux BF sont canalisés sur le potentiomètre de réglage du volume sonore par l'intermédiaire du condensateur C_{13}.

Du fait du sens de montage de la diode D_1, aux bornes de la résistance R_9 il existe une tension continue positive par rapport à la masse qui est proportionnelle à l'amplitude des signaux MF détectés ; cette tension peut donc être utilisée comme tension de commande automatique de gain (C.A.G.), et nous l'appliquerons sur la base du transistor Q_1 par l'intermédiaire de la résistance R_{10}.

La base du transistor Q_1 est, au repos, normalement polarisée à un potentiel légèrement négatif grâce au pont des résistances R_2 R_3. Lors de la réception de stations puissantes, une fraction de la composante continue positive née de la détection réduit la tension négative de polarisation de la base, ce qui diminue le gain du transistor Q_1.

Si nous avions employé des transistors NPN, la polarisation des bases aurait été légèrement positive par rapport à l'émetteur, et la tension de commande automatique aurait dû être négative (inversion du sens des connexions de la diode D_1).

L'application de la C.A.G. sur le second étage FI ne se fait généralement pas, car cela provoque souvent une importante distorsion sur les signaux forts. D'autre part, les résistances de stabilisation placées dans les circuits d'émetteurs (R_4, R_8) réduisent les effets dus à la dispersion des transistors. Néanmoins, dans le cas de l'étage sur lequel agit la C.A.G., la valeur de cette résistance (R_4) ne sera pas trop élevée, car elle produit une contre-réaction s'opposant aux variations du courant de collecteur.

Il convient aussi de noter que les variations du courant de collecteur du transistor commandé par la C.A.G. modifient ses impédances d'entrée et de sortie, entraînant ainsi une déformation de la courbe de réponse (ou bande passante) de l'étage. Cette déformation est évidemment maximale pour les signaux forts.

L'adjonction de la diode D_2 remédie à cet inconvénient et renforce l'action de la C.A.G. Cette diode est montée en shunt sur le circuit accordé de sortie de l'étage changeur de fréquence, et son fonctionnement est le suivant : Pour les signaux faibles, la diode est polarisée en sens inverse et présente une impédance très grande en shunt sur le circuit accordé du premier transformateur FI ; celui-ci n'est donc pas amorti. Au contraire, pour des signaux forts, lorsque la C.A.G. agit, le courant de collecteur de Q_1 diminue, la tension au

point K devient plus négative, et la diode D_2 tend à être polarisée dans le sens direct ; ainsi, cette diode conduit et elle amortit le circuit accordé du premier transformateur FI. Il y a donc effet cumulatif avec l'action de la C.A.G. Cette disposition n'est pas toujours mise en œuvre, mais on la rencontre assez souvent.

●

Comme nous l'avons dit précédemment, certains montages emploient des transformateurs FI plus complexes, plus élaborés. Un exemple est donné sur la figure XV-8 ; nous avons simplement représenté le premier étage moyenne fréquence (avec utilisation de transistors NPN). Nous voyons que le transformateur MF comporte deux enroulements accordés (par le réglage des noyaux de ferrite) et un enroulement de couplage aboutissant à la base du premier transistor amplificateur MF. Il est certain que l'emploi de tels transformateurs MF permet l'obtention d'une bien meilleure sélectivité.

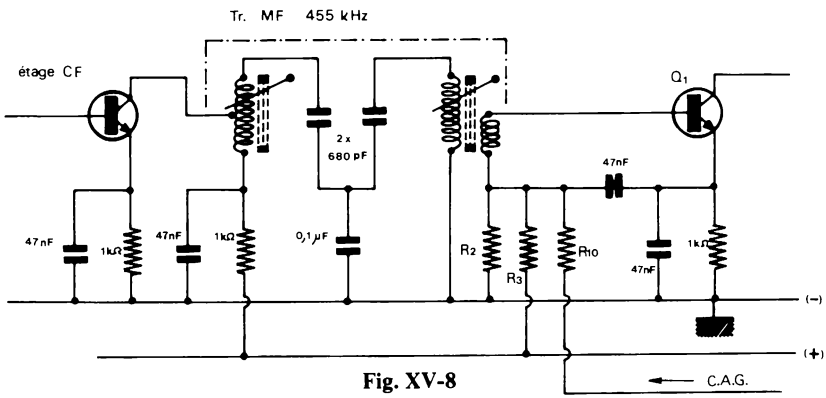


Fig. XV-8

Précisons, pour terminer, qu'en lieu et place des transistors, on emploie aussi des circuits intégrés. Selon leur constitution interne, ces circuits intégrés peuvent équiper un ou plusieurs étages FI (y compris la détection) et ils assurent en général un gain important.

Utilisation des résonateurs céramiques dans les étages MF

Parmi les applications pratiques des céramiques piézo-électriques, on dispose maintenant de résonateurs susceptibles de remplacer avantageusement certains circuits accordés utilisés habituellement dans les étages MF des récepteurs.

Les résonateurs céramiques exploitent la propriété suivante : Lorsqu'une différence de potentiel alternative est appliquée à une pièce de matériau céramique spécial, une vibration mécanique est créée dont la fréquence est la même que celle de la différence de potentiel. A cette fréquence de la réso-

nance mécanique correspond une impédance électrique minimale. Cette fréquence Fr est appelée fréquence de résonance. Il existe une autre fréquence où l'impédance est maximale ; c'est la fréquence d'antirésonance Fa. Ces résonateurs présentent donc les caractéristiques d'un circuit accordé à coefficient de surtension Q élevé.

De tels résonateurs offrent, par rapport aux bobinages classiques, les avantages suivants :

a) Dotés à l'origine de caractéristiques bien précises, notamment du point de vue « fréquence de résonance », ils facilitent les opérations d'alignement.

b) La dérive d'alignement (ou déréglage) en fonction du temps est négligeable.

c) Une meilleure sélectivité est obtenue et le facteur de qualité est nettement augmenté (environ 10 fois supérieur au bobinage classique).

Un disque de céramique piézo-électrique est polarisé de manière à orienter radialement la vibration mécanique du matériau. Il est ensuite fixé entre deux plaquettes dorées, chacune étant terminée par une cosse pour montage sur circuit imprimé. L'ensemble est enfermé dans un boîtier parallélépipédique (10 × 8 × 3,5 mm), lui-même entouré d'un feuillet isolant (voir fig. XV-9) ; ce type de résonateur présente les caractéristiques d'un circuit accordé à coefficient de surtension Q de l'ordre de 800 à 1 000. Divers types de résonateurs sont prévus pour les fréquences de résonances Fr suivantes : 452, 455, 460, 468, 470 et 480 kHz (10,7 MHz également, pour les récepteurs à FM).

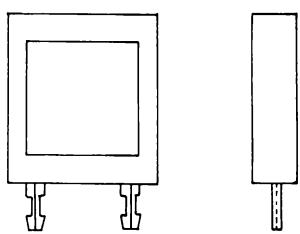


Fig. XV-9

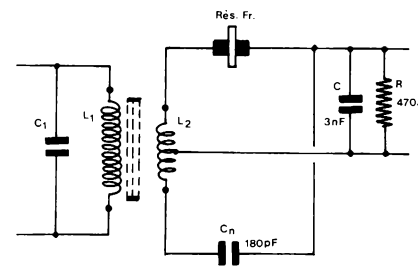


Fig. XV-10

Un schéma de montage pratique hybride incluant un résonateur Fr associé à un circuit accordé L_1 C_1, est représenté sur la figure XV-10. Une telle association permet d'obtenir une très bonne sélectivité, ménageant tout de même l'effet de filtre de bande. Ce montage constitue le premier étage MF et se place donc dès la sortie de l'étage changeur de fréquence. On remarque que le résonateur est attaqué par un secondaire équilibré (enroulement à point milieu). Le condensateur Cn de 180 pF effectue le neutrodynage de la capacité propre du résonateur, et élimine sa résonance parallèle (ou antirésonance).

Pour 455 kHz, les caractéristiques de ce montage sont les suivantes :

Largeur de bande à 3 dB = 4,5 kHz ;

Sélectivité à ± 9 kHz = 26 dB ;

Impédance de transfert = 700 Ω ;

Facteur de qualité Q du circuit accordé L_1 C_1 = 130 ;

Facteur de qualité Q du résonateur = 1 000 ;

L_1 = 40 μH ;

C_1 = 3 nF ;

L_2/L_1 = 0,23.

Les deux éléments R et C constituent une charge et sont notamment destinés à aplatir le sommet de la courbe de réponse pour améliorer l'effet de filtre de bande. Mais selon la sélectivité désirée, d'autres valeurs peuvent être employées pour ces composants.

La courbe de réponse en fréquences relevée sur le précédent montage, avec les valeurs indiquées, est représentée sur la figure XV-11 (échelle horizontale = 2,5 kHz par division ; échelle verticale = 5 dB par division) (Documents R.T.C.).

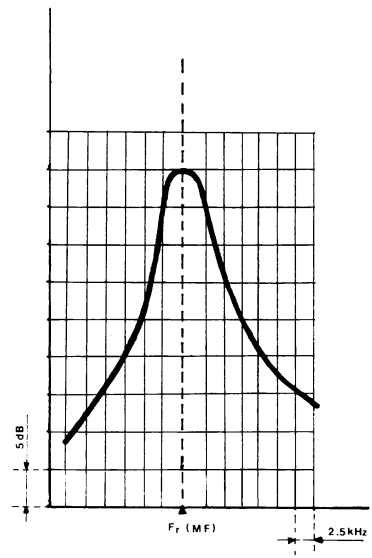


Fig. XV-11

Bien entendu, on peut concevoir d'autres schémas de filtres de bande plus élaborés, notamment lorsque l'on désire obtenir une sélectivité encore plus poussée.

Enfin, à titre documentaire, rappelons qu'il existe aussi des résonateurs céramiques prévus pour les récepteurs à modulation de fréquence, conçus

pour les filtres et discriminateurs, et pour les valeurs « moyenne fréquence » habituelles sur ces types de récepteurs (10,7 MHz).

Le montage de la figure XV-10 est qualifié d'hybride parce qu'il associe résonateur céramique et circuit accordé classique. En effet, précisons que certains montages n'emploient aucun circuit accordé, mais uniquement des résonateurs céramiques.

Les indicateurs d'accord

Les indicateurs d'accord sont des petits microampèremètres (déviation totale comprise entre 100 et 500 μA, selon les modèles). Un modèle très couramment employé présente une résistance interne propre de l'ordre de 300 Ω avec une déviation totale pour 400 μA.

Plusieurs solutions sont possibles pour utiliser ces microampèremètres en indicateurs d'accord ; nous allons en examiner quelques-unes.

Un premier procédé consiste à monter le microampèremètre G dans le circuit d'émetteur du premier transistor MF, transistor Q auquel est appliquée la tension de C.A.G. issue de la détection (figure XV-12). On sait que cette tension est proportionnelle à l'amplitude du signal reçu, et qu'elle atteint sa valeur maximum pour l'accord optimum. Selon son importance, cette tension diminue d'autant la polarisation du transistor Q commandé par la ligne de C.A.G., et de ce fait même, l'intensité du circuit d'émetteur traversant le galvanomètre indicateur G.

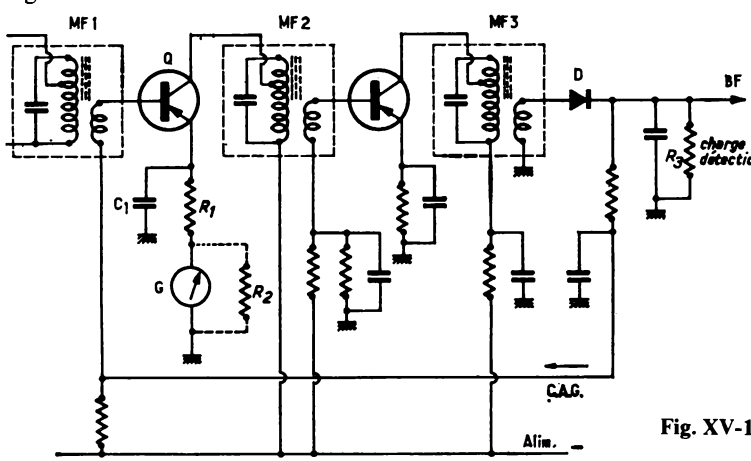


Fig. XV-12

Selon l'intensité parcourant le circuit d'émetteur, il est parfois nécessaire de placer une résistance-shunt R_2 en parallèle sur le microampèremètre G, afin de diminuer le courant passant par ce dernier. D'autre part, afin de ne pas perturber le fonctionnement du récepteur, il est évident que la résistance résultante du groupement en série de R_1 avec G devra être égale à la résis-

tance qui était primitivement prévue seule dans le circuit d'émetteur ; on déterminera donc la valeur de la résistance R_1 en conséquence, compte tenu de celle du galvanomètre.

C_1 est le condensateur habituel de découplage de ce circuit (0,05 à 0,1 μF).

Sur la figure XV-13, nous représentons une solution analogue, le galvanomètre G étant monté cette fois dans l'alimentation du collecteur du transistor Q auquel est appliquée la tension de commande automatique de gain. Comme précédemment, selon l'intensité parcourant le circuit de collecteur, il est parfois nécessaire de shunter le microampèremètre par une résistance R_4 montée en parallèle, afin de réduire à la valeur convenable le courant traversant l'indicateur G. Un condensateur C_2 de 0,05 à 0,1 μF (s'il n'était pas déjà prévu) assure le découplage du dispositif.

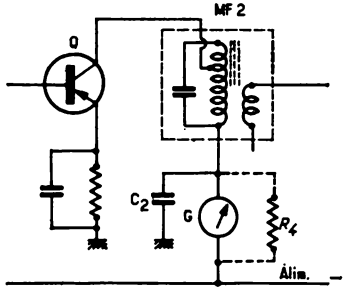


Fig. XV-13

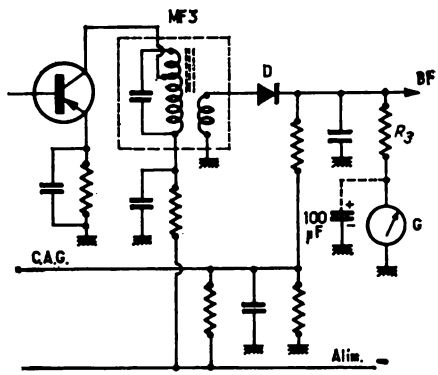


Fig. XV-14

Un autre montage, très simple également, consiste à intercaler le microampèremètre G directement dans le circuit de détection (fig. XV-14). La résistance R_3 est la résistance de charge du détecteur ; dans certains récepteurs, cette résistance peut être constituée directement par le potentiomètre de volume BF. Le galvanomètre se trouve donc connecté en série avec la résistance de détection, côté « froid » (c'est-à-dire, côté le plus souvent relié à la masse). Notons que dans ce cas, l'accord optimum est obtenu pour la déviation maximale du microampèremètre.

Examinons maintenant le montage d'un tel indicateur sur un récepteur AM et FM. Il va sans dire que cette installation sera ici un peu plus complexe, car on voudra à juste titre que le galvanomètre fournisse des indications d'accord aussi bien pour les émissions modulées en amplitude que pour les émissions modulées en fréquence, et ce, sans commutation de l'appareil.

Le montage à réaliser est représenté sur la figure XV-15. Pour les émissions modulées en amplitude (AM), l'indicateur G se trouve relié en série

avec la résistance de charge R_1 du détecteur. Un condensateur de 100 μF/6 V shunte le galvanomètre afin que celui-ci ne « réagisse » pas aux fréquences basses de modulation ; ce petit perfectionnement peut d'ailleurs être adjoint, comme il est indiqué en pointillés, au montage de la figure XV-14.

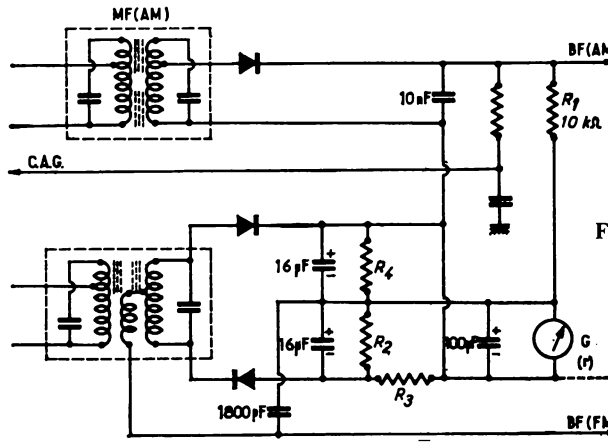


Fig. XV-15

Lors des réceptions d'ondes modulées en fréquence, le microampèremètre est attaqué par l'intermédiaire de la résistance R_3. Cette résistance R_3 peut être considérée comme étant en série avec la résistance r du galvanomètre, ce groupement-série étant à son tour relié en parallèle sur la résistance R_2. Il faut donc que la résistance résultante de ce groupement série-parallèle soit égale à R_4, ceci dans le but d'assurer un fonctionnement symétrique correct du détecteur de rapport (en FM).

Autrement dit, nous devons avoir :

$$\frac{1}{R_4} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3 + r}$$

Il est d'ailleurs possible d'agir sur les valeurs de ces trois résistances pour modifier éventuellement la sensibilité de l'indicateur en FM (pourvu que l'égalité citée plus haut soit satisfaite).

Enfin, dans le cas d'un récepteur (ou tuner) uniquement pour FM, la figure XV-16 montre les deux possibilités (du moins, les plus répandues) de montage d'un galvanomètre indicateur d'accord :

a) Microampèremètre ordinaire (accord correct pour le maximum de déviation) connecté comme il est représenté en (A).

b) Microampèremètre du type à zéro central (accord correct lorsque l'aiguille est sur le zéro central) connecté comme il est représenté en (B).

La valeur de la résistance R en série est à déterminer selon la sensibilité du galvanomètre employé ou selon la sensibilité que l'on souhaite pour l'indi-

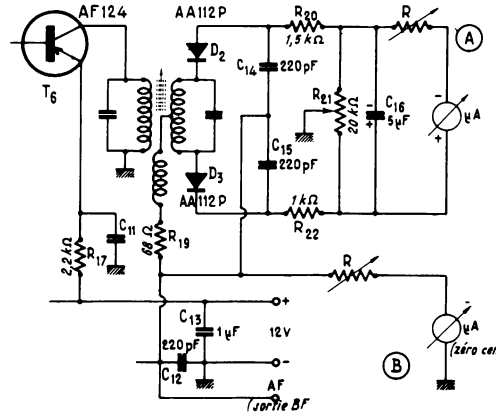


Fig. XV-16

cation d'accord (valeur moyenne du champ reçu). Pour plus de commodité, on peut employer une résistance ajustable que l'on règle une fois pour toutes. Les microampèremètres sont du type 200 μA.

Les schémas que nous avons publiés ne l'ont été qu'à titre indicatif, comme principe, comme « guide » si l'on préfère. Il existe tellement de variantes de schémas pour les récepteurs que nous ne pouvons évidemment pas examiner chaque cas particulier.

Pour terminer, rappelons que ces indicateurs particulièrement sensibles permettent à l'utilisateur de trouver non seulement le meilleur accord possible, mais aussi l'orientation optimum du collecteur d'ondes (cadre ferrite en AM, ou antenne intérieure en FM).

CHAPITRE XVI

LES COLLECTEURS D'ONDES

§ 1. – Le circuit « antenne-terre »

Le premier collecteur d'ondes que nous voudrions étudier est l'antenne ; mais, théoriquement, l'antenne ne saurait être considérée seule. Comme l'indique notre sous-titre, il faut examiner l'ensemble du circuit antenne-terre dont le fonctionnement peut être exposé comme suit :

Un fil tendu dans l'espace, isolé électriquement des masses environnantes, constitue l'antenne proprement dite ; nous le connectons à la douille d'entrée marquée « antenne » du récepteur.

Un autre fil, relié à la douille « terre » du poste et aboutissant électriquement au sol, constitue la prise de terre.

Le circuit se referme par capacité entre l'antenne et la terre. Au passage des ondes, par induction du champ électromagnétique rayonné par les émetteurs, il se produit un courant électrique à haute fréquence que l'on applique à l'entrée des circuits d'accord du récepteur (fig. XVI-1).

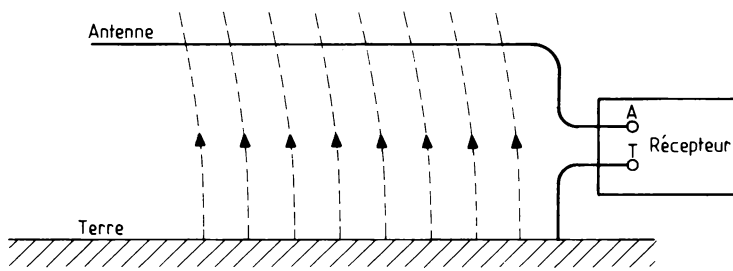


Fig. XVI-1

Nous rappelons que l'antenne est « sensible » à tous les champs électromagnétiques ; elle reçoit simultanément tous les émetteurs. C'est le récepteur proprement dit qui opère ensuite la sélection nécessaire à l'obtention de l'audition de la seule station désirée.

Une antenne doit donc capter « le plus d'ondes possible à recevoir » et le minimum de parasites. Théoriquement, une antenne devrait présenter une

longueur très importante, la quantité d'énergie recueillie étant proportionnelle au développement. C'est ce que l'on faisait autrefois avec les récepteurs à galène (non munis d'amplification). Avec les appareils modernes, on a pu ramener l'antenne à des longueurs très modestes.

Voici d'ailleurs les caractéristiques d'une bonne antenne pour la réception des émissions de radiodiffusion. L'antenne est constituée par un fil tendu à l'extérieur de la maison (fig. XVI-2) ; elle doit être assez haute (environ 4 mètres au-dessus du toit) afin de s'élever le plus possible au-dessus des rayonnements parasitaires ; elle présente une longueur de 15 à 20 mètres (y compris le fil de descente D). L'antenne A doit être bien dégagée des masses environnantes (bâtiments, arbres, etc.), et convenablement isolée à chaque extrémité par une chaîne de trois à quatre isolateurs I de qualité. On utilise du fil unique (pas de fils torsadés) d'un diamètre de 16/10 de mm, en cuivre ou en bronze phosphoreux, nu, ou de préférence émaillé (pour résister à l'oxydation de surface).

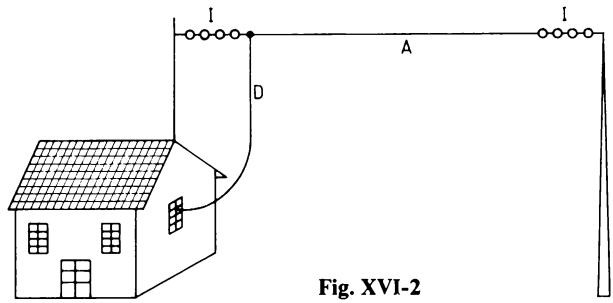
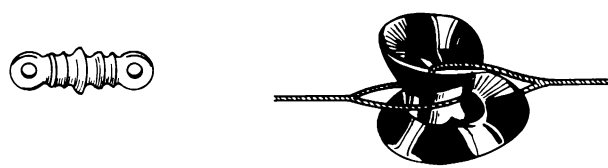


Fig. XVI-2



(A) **Fig. XVI-3** (B)

De l'une des extrémités du fil d'antenne A part le fil de descente D. Le raccord entre les fils A et D doit être soudé. La descente est constituée par un fil fortement isolé par une épaisse gaine de caoutchouc ou de matière plastique.

Comme isolateur d'antenne, on peut utiliser des éléments en verre pyrex (fig. XVI-3, en A), ou, plus modestement, des isolateurs en porcelaine (en B). Remarquons bien les attaches de fixation entre chaque isolateur en porcelaine ; en effet, un isolateur en porcelaine doit travailler à la compression (et non à l'extension).

Dans le cas d'un récepteur à transistors comportant une entrée pour « antenne », il importe d'être extrêmement prudent quant à la longueur de celle-ci. En règle générale, elle doit être relativement courte (quelques mètres), sinon les phénomènes de transmodulation HF prennent une ampleur catastrophique, toute véritable sélection devenant impossible (voir chapitre XIII, § 10).

Passons à la prise de terre. A la campagne, ou si l'on possède un jardinet, on peut réaliser une véritable prise de terre au moyen d'un réseau métallique de conducteurs, d'un grillage, ou d'une plaque métallique de grande surface, que l'on enterre dans le sol à un endroit de préférence humide, à 50 cm ou 1 m de profondeur.

La partie métallique ainsi enfouie est reliée à la douille « terre » du récepteur par un gros fil de cuivre nu de 20 à 30/10 de mm de diamètre. Il s'agit là, nous l'avons dit, d'une véritable prise de terre. En ville, une telle disposition est loin d'être toujours possible : on ne peut généralement pas atteindre commodément le sol avec une connexion courte et peu résistante. Aussi se contente-t-on de faire une prise sur une canalisation d'eau ou de chauffage central (exclure les canalisations de gaz, de téléphone et d'électricité). D'ailleurs, une prise de terre effectuée sur une conduite d'eau reliée à toute la distribution urbaine est généralement excellente (faible résistance de terre). Pour exécuter une telle prise de terre, il convient de bien nettoyer le tuyau, le décaper, enlever toute trace de peinture et bien mettre le métal à vif. Puis, on enroule plusieurs fois le fil autour du tuyau, et l'on serre fortement le tout à l'aide d'un collier (fig. XVI-4).

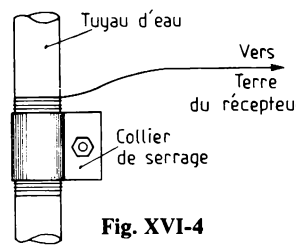


Fig. XVI-4

A la vérité, les récepteurs modernes peuvent fonctionner sans prise de terre, ou plus exactement c'est la masse du châssis et les fils du secteur qui, par capacité, en tiennent lieu. Pour la défense de la prise de terre, il faut cependant dire qu'elle apporte souvent une notable réduction des parasites (lorsqu'elle est bonne, et lorsque l'antenne aussi est bien conçue).

Que dire des antennes intérieures ? Lorsqu'on ne peut installer d'antenne extérieure, on se rejette alors sur l'antenne intérieure, terme fallacieux qui cache toutes les mauvaises combinaisons auxquelles est astreint l'auditeur manquant de place pour tendre une véritable antenne. L'antenne intérieure, c'est aussi bien un ressort à boudin tendu le long d'un mur qu'un morceau de fil quelconque traînant sur le parquet ! Un tel collecteur d'ondes ne possède évidemment aucune des qualités qu'on est en droit d'exiger d'une véritable antenne ; mais on s'en contente, faute de mieux !

§ 2. – Les cadres

Un autre procédé de captation des ondes réside dans l'emploi d'un cadre orientable. En principe, un cadre est une bobine plate de grand diamètre dans laquelle sont induits les courants HF captés. Contrairement au circuit antenne-terre qui est un circuit ouvert, ici nous sommes en présence d'un circuit fermé, les deux extrémités du bobinage-cadre étant reliées à l'entrée du récepteur (fig. XVI-5).

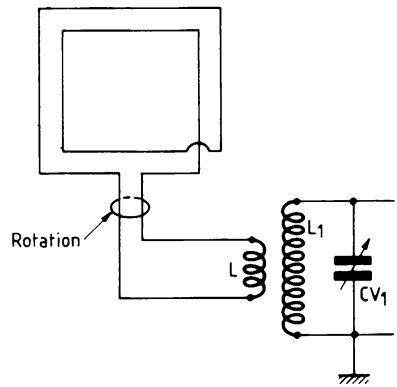


Fig. XVI-5

En traversant le cadre, les ondes électromagnétiques induisent un certain courant HF. En faisant pivoter le cadre autour de son axe vertical, on remarque que le courant HF induit est maximum lorsque le cadre est orienté dans la direction de l'émetteur à recevoir. Si, à partir de ce maximum, on fait tourner le cadre, à droite ou à gauche, on constate que l'intensité de l'audition va en diminuant progressivement, et même qu'elle s'annule lorsque le plan du cadre est perpendiculaire à la direction de la station.

Cette propriété fondamentale du cadre a ses avantages et ses inconvénients. L'inconvénient, c'est qu'on est obligé, dans une certaine mesure, de tenir compte de l'orientation selon la station à recevoir ; d'où réglage supplémentaire. L'avantage, c'est que le cadre, en sélectionnant de préférence les ondes arrivant dans son plan, ajoute à la sélectivité électrique propre du récepteur une « sélectivité des ondes dans l'espace ». C'est une propriété précieuse lorsqu'il s'agit d'éviter les interférences entre certaines stations, voire d'éliminer certains parasites gênants. A ce dernier point de vue, précisons évidemment que l'efficacité antiparasite d'un cadre sera d'autant meilleure qu'il s'agit de parasites dont la position est parfaitement définie, et à condition toutefois que l'émetteur à recevoir et le « nid » de parasites ne soient pas dans la même direction.

De toute façon, le cadre est bien moins sensible aux perturbations parasites qu'une antenne intérieure telle que fil traînant à terre ou ressort contre une cloison. Car ce qui compte, en fin d'analyse, c'est le rapport « signal HF utile/parasite », rapport qui doit être maximum.

Il existe diverses variantes pour la réalisation des cadres modernes ; nous nous limiterons à la version la plus répandue, à savoir le cadre sur ferrite (fig. XVI-6). Ce sont directement les bobinages d'accord du récepteur que l'on monte sur des bâtonnets de ferrite et qui sont utilisés comme collecteur d'ondes. La surface de captation d'un tel cadre est évidemment faible ; mais ceci est compensé par l'emploi des bâtonnets de ferrite dans les circuits magnétiques des bobinages, bâtonnets de ferroxcube ayant un coefficient de perméabilité extrêmement élevé.

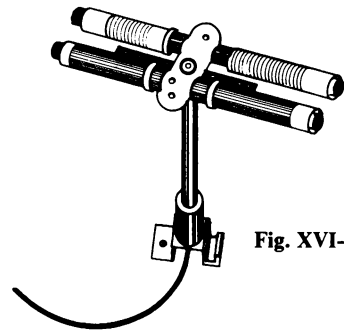


Fig. XVI-6

Rappelons que nous avons déjà donné des exemples de montage de cadres sur ferrite avec les figure XIII-26, XV-4 et XV-5.

Le plus souvent, la rotation des cadres est obtenue par un flexible terminé par un bouton, sorti à l'avant de l'appareil.

Dans le cas des petits récepteurs portatifs, le cadre ferrite est monté d'une manière *fixe* à l'intérieur de l'appareil ; c'est donc tout l'appareil qu'il convient d'orienter pour l'obtention de la meilleure réception.

CHAPITRE XVII

LES ALIMENTATIONS EN ELECTRONIQUE

§ 1. – Les alimentations ordinaires

Nous suggérons tout d'abord à nos lecteurs de bien vouloir se reporter au chapitre XI où les montages fondamentaux de redressement pour alimentations ont déjà été examinés, ainsi que divers montages multiplicateurs de tension.

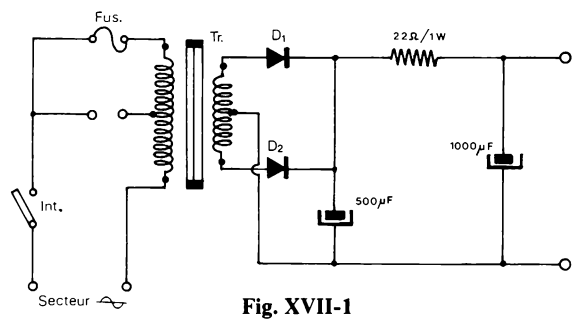


Fig. XVII-1

Le montage le plus simple est représenté sur la figure XVII-1. Le secondaire à point milieu du transformateur est évidemment établi selon la tension et l'intensité nécessitées par l'utilisation. Le redressement est effectué par deux diodes D_1 D_2 dont les caractéristiques dépendent notamment de l'intensité consommée. Enfin, le filtrage est assuré par une cellule en π à résistance et condensateurs.

Un montage de ce genre est valable lorsque l'intensité consommée par l'appareil ne varie pas dans de trop grandes proportions. En effet, si l'intensité augmente trop, la tension de sortie baisse ; c'est le défaut d'une telle alimentation. Aussi bien, réalise-t-on des alimentations dites stabilisées qui ne présentent pas cet inconvénient.

§ 2. – Les alimentations stabilisées

Un composant très utilisé pour la stabilisation des tensions est la diode zener.

Rappelons brièvement ce qu'est l'effet Zener : dans le sens direct, la diode présente un courant direct élevé ; en même temps, la résistance inverse étant élevée, le courant inverse est négligeable. Au-delà d'une certaine tension inverse caractéristique (ou tension de Zener), le courant inverse croît brutalement. La tension aux bornes reste donc indépendante de l'intensité et l'on comprend que l'on soit en présence d'un dispositif régulateur de tension extrêmement simple.

Une utilisation courante est montrée sur la figure XVII-2 ; la résistance en série R est calculée compte tenu de la consommation propre de la diode et de la consommation du circuit d'utilisation représenté par R_u. La tension de la source doit donc être nécessairement supérieure à la tension stabilisée requise. Bien entendu, la stabilisation est correcte sous réserve que l'intensité consommée par le circuit d'utilisation ne dépasse pas les possibilités de la diode.

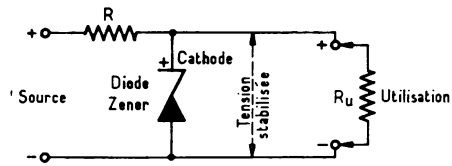


Fig. XVII-2

La tension stabilisée est évidemment égale à la tension nominale de référence (ou tension de Zener) de la diode ; revoir chapitre XII, § 2, pour la détermination des éléments.

Certes, on peut n'utiliser qu'une simple diode zener pour la stabilisation, pourvu que cette diode soit choisie en conséquence ; mais ce procédé ne peut convenir que lorsque l'utilisation ne demande qu'une intensité relativement

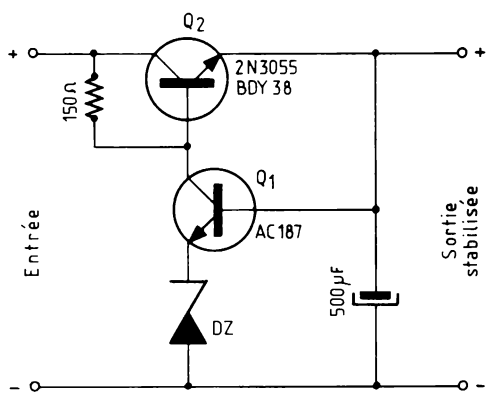


Fig. XVII-3

faible. Si l'intensité consommée devient importante, c'est le montage de la figure XVII-3 que l'on préfère, montage comportant un transistor-série (régulateur ou ballast) Q_2 avec tension de référence fournie par la diode zener DZ pour laquelle l'intensité interne reste faible.

Un montage complet d'alimentation stabilisée très performante et sophistiquée est représenté sur la figure XVII-4. Il s'agit d'un montage délivrant une tension de sortie rigoureusement stable (12 à 13,8 V) et avec une intensité maximale de l'ordre de 3 A. Tout est largement déterminé pour que cette intensité puisse être délivrée durant de très longues périodes, sans aucun problème, ni échauffement excessif.

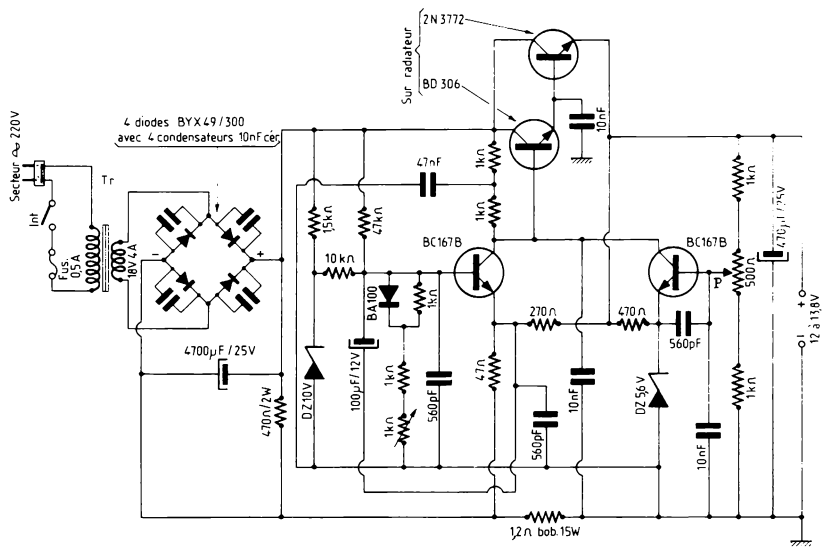


Fig. XVII-4

La tension de sortie est ajustée une fois pour toutes à la valeur requise entre 12 et 13,8 V par le réglage du potentiomètre P. La régulation est assurée par le transistor-série 2N3772, lui-même commandé par le transistor BD306 ; ces deux transistors sont montés sur un radiateur en aluminium moulé.

La stabilisation met en œuvre un comparateur de tension avec amplificateur d'erreur ; la régulation obtenue est remarquable, la tension de sortie variant seulement de 0,2 V entre l'absence de débit et l'intensité maximale de 3 A.

En cas de court-circuit accidentel, la protection de l'ensemble de l'alimentation est également assurée électroniquement.

§ 3. – Les alimentations à découpage

Dans les alimentations stabilisées ordinaires à ballast série, ce dernier élément, habituellement un transistor de puissance, est alimenté en permanence sous une tension $V_e - V_s$ (différence entre la tension non régulée d'entrée V_e et la tension de sortie stabilisée V_s). Comme il est parcouru par l'intensité I_s débitée par l'alimentation, il dissipe une puissance égale à $I_s (V_e - V_s)$. Il en résulte une limitation des possibilités de l'alimentation afin que le ballast ne soit pas surchargé, ainsi qu'un rendement de l'ensemble d'autant moins élevé que la différence entre V_e et V_s est importante.

C'est la raison pour laquelle on emploie de plus en plus des alimentations à découpage, ou plus exactement des alimentations avec régulateur à découpage. Dans un tel montage, le transistor de puissance fonctionne en commutation « tout ou rien » ; il n'a donc que deux états : bloqué ou saturé. Dans un cas comme dans l'autre, il ne dissipe qu'une puissance assez faible comparée à celle d'un régulateur série ; on peut donc obtenir pour un transistor donné des puissances de sortie beaucoup plus importantes.

Par ailleurs, le rendement d'une alimentation à découpage est nettement supérieur à celui d'une alimentation à ballast série ; cela est particulièrement sensible lorsqu'il y a une grande différence entre les tensions d'entrée V_e et de sortie V_s. Le rendement des régulateurs à découpage varie très peu en fonction de cette différence.

Un reproche souvent formulé à l'encontre des alimentations à découpage est leur apparente complexité par rapport à un régulateur série. Il est certain que le schéma électrique d'un régulateur à découpage est plus compliqué, mais il ne faut pas oublier que le montage apporte une simplification notable à tous les problèmes mécaniques et thermiques de la régulation série de puissance. En outre, certains circuits intégrés spéciaux permettent de réduire le nombre des composants et d'augmenter les performances de la régulation à découpage.

On objecte aussi parfois que les régulateurs à découpage présentent une tension résiduelle d'ondulation plus importante que celle des régulateurs série ; en fait, celle-ci peut être facilement maintenue à un niveau très faible, car la commutation s'opérant à fréquence élevée, l'ondulation peut être aisément filtrée, donc atténuée.

La réponse aux phénomènes transitoires (pour une variation rapide de la charge) est moins prompte que celle des alimentations série ; elle peut cependant être tenue dans des limites acceptables par une étude judicieuse du montage et de la valeur des composants.

Enfin, il faut dire également que les régulateurs à découpage risquent de réinjecter, dans la source d'alimentation, des transitoires de courant dont l'intensité de crête peut être supérieure à celle du courant de charge maximum qu'ils débitent. Ce phénomène peut devenir gênant si le filtrage du courant d'entrée du régulateur n'est pas correctement réalisé.

Cependant, les alimentations à découpage présentent de nombreux avantages : faible poids, petites dimensions, rendement élevé, très bonne régulation « amont ».

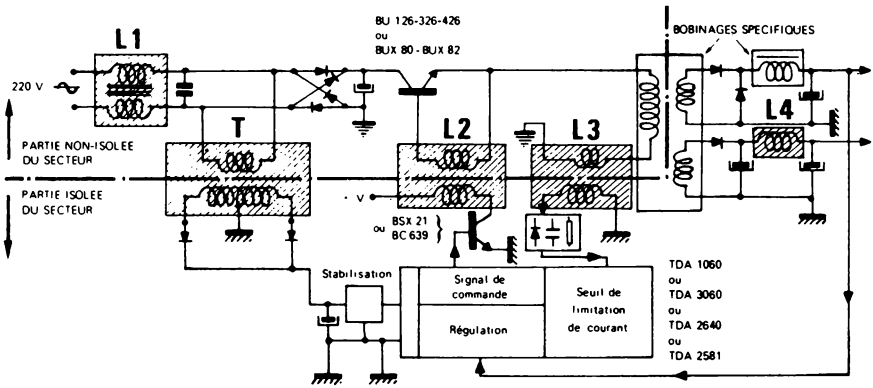


Fig. XVII-5

A titre documentaire, la figure XVII-5 représente le schéma synoptique d'une alimentation à découpage normalement étudiée et conçue pour un téléviseur, schéma sur lequel sont indiqués les différents bobinages plus particulièrement conçus pour cette application.

Présentement, on construit même des alimentations à découpage (R.T.C.) dites à retour accordé, qui permettent de produire également la très haute tension en appliquant la technologie éprouvée du transformateur THT par redressement fractionné. En éliminant un étage découpeur et redresseur pour l'obtention de la THT, on réduit fortement sa résistance interne et on améliore le rendement global.

CHAPITRE XVIII

LA MODULATION DE FREQUENCE

§ 1. – Généralités

Avant d'aborder cette importante question de la réception de la modulation de fréquence, il importe de bien fixer les idées sur deux points capitaux caractérisant une onde modulée en fréquence.

Jusqu'à maintenant, nous avons étudié les ondes modulées en amplitude ; ce sont des ondes HF de fréquence fixe, mais d'amplitude variable au rythme de la modulation. Tandis que dans le cas d'une onde modulée en fréquence :

a) A l'intensité (ou amplitude) de la modulation BF correspond l'amplitude de la variation de fréquence (excursion ou swing).

b) A la fréquence de la note BF de modulation correspond la vitesse de la variation de fréquence.

Un dessin nous aidera à nous faire comprendre. Regardons la figure XVIII-1. En A, nous représentons le signal BF de modulation. En B, nous avons l'oscillation HF à moduler : axes verticaux = amplitude V, axes horizontaux = temps t.

Si nous modulons en amplitude notre oscillation HF, le résultat est représenté en C (oscillation haute fréquence de B modulée en amplitude par le signal basse fréquence de A) : la fréquence de l'oscillation HF est constante, mais l'amplitude varie.

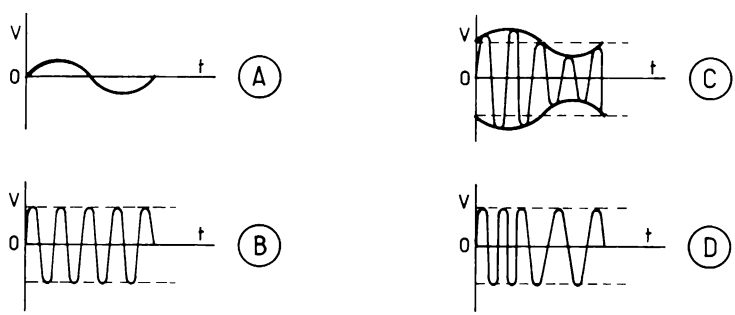


Fig. XVIII-1

Par contre, si nous modulons en fréquence, par ce même signal BF, notre même oscillation HF, le résultat est représenté en D : l'amplitude de l'oscillation HF est constante, mais sa fréquence varie.

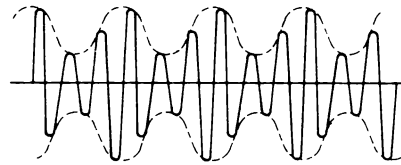


Fig. XVIII-2

Dans la modulation en amplitude, on fait varier l'amplitude de l'onde porteuse selon la tension de modulation recueillie par le microphone, puis amplifiée (fig. XVIII-2). Si cette figure représente le courant instantané dans le circuit d'antenne d'un émetteur, la valeur de ce courant en fonction du temps s'exprime par la relation :

$$i_a = I\,(1 + k \sin 2\,\pi\,f\,t)\,\sin 2\,\pi\,F\,t \qquad (1)$$

dans laquelle on a :

i_a = courant instantané de l'antenne ;

I = amplitude maximum de l'onde porteuse non modulée ;

k = taux de modulation ;

F = fréquence de la porteuse ;

f = fréquence de la modulation ;

t = temps.

Cette équation peut s'écrire également :

$$i_a = I \sin 2\,\pi\,F\,t + \frac{kI}{2}\sin 2\,\pi\,(F + f)\,t + \frac{kI}{2}\sin 2\,\pi\,(F - f)\,t \qquad (2)$$

Dans cette relation, on met en évidence les bandes latérales de modulation, par les deux derniers termes, dont la fréquence est égale à la somme et à la différence de la fréquence de modulation et de la fréquence porteuse.

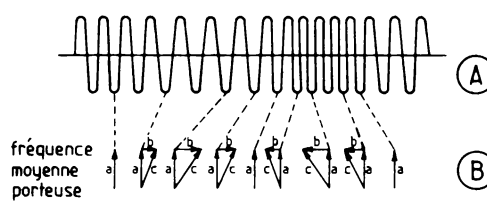


Fig. XVIII-3

Par contre, comme nous l'avons déjà dit, en modulation de fréquence, l'amplitude de la porteuse est constante, mais sa fréquence varie. La valeur instantanée du courant d'antenne dans un tel système de modulation est donnée par la figure XVIII-3, en A. En B, nous avons la même représenta-

tion du phénomène, mais au moyen de diagrammes vectoriels. Le vecteur a représente le courant non modulé « tournant » avec la vitesse angulaire de l'onde porteuse à $2\pi F$. A ce vecteur, la modulation de fréquence ajoute un vecteur b faisant constamment un angle droit avec lui et variant sinusoïdalement. La fréquence avec laquelle le vecteur b change de sens est égale à la fréquence de modulation f. La vitesse avec laquelle la résultante de a et b tourne varie constamment autour d'une valeur moyenne égale à celle de la porteuse et l'amplitude de ces variations est proportionnelle à la fréquence de modulation. Un courant modulé en fréquence autour d'une fréquence moyenne porteuse peut être représenté par l'équation :

$$i_a = I \sin \left(2\pi Ft + \frac{\Delta F}{f} \sin 2\pi f t\right) \qquad (3)$$

dans laquelle les symboles sont les mêmes que précédemment, et où ΔF est la déviation, ou swing de fréquence.

Prenons un autre exemple qui nous permettra, à la fois, et d'être plus explicite, et de faire la comparaison entre la modulation de fréquence et la modulation de phase. Toute onde entretenue pure est caractérisée à un instant t par sa fréquence, son amplitude et sa phase, cette dernière définie par rapport à un instant t_0 choisi comme origine. Cette onde est généralement représentée par une sinusoïde, laquelle n'est autre que la courbe des projections, sur un diamètre vertical ou horizontal, du rayon d'un cercle tournant autour du centre d'une vitesse uniforme. Nous prendrons donc cette dernière représentation du « rayon tournant » qui nous permettra des explications plus commodes (fig. XVIII-4).

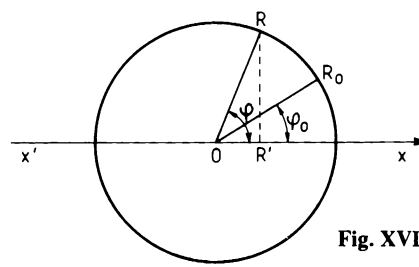


Fig. XVIII-4

Considérons le point R en rotation sur le cercle de centre O : c'est ce point dont le développement de ses projections successives sur l'axe xx' permet la construction de la sinusoïde représentative. Admettons qu'à l'instant zéro (t_0), le point R se trouve en R_0, point défini par l'angle φ_0, et qu'il tourne avec une vitesse angulaire uniforme ω, soit $2\pi F$. Au bout du temps t, l'angle φ définissant la nouvelle position du point R, a pour valeur :

$$\varphi = \omega t + \varphi_0$$

Pour reprendre ce que nous disions plus haut, la quantité φ est la phase de OR, et elle n'est définie d'une façon exacte que lorsqu'on connaît φ_0 ; d'autre part, OR' représente l'amplitude instantanée de la quantité OR.

En modulation d'amplitude, c'est donc la quantité OR qui varie au rythme des signaux BF, sa rotation étant toujours de vitesse uniforme.

Par contre, dans le cas de modulation de fréquence, ou de phase, l'amplitude OR reste constante ; c'est la vitesse de rotation qui varie. Dans ces deux procédés de modulation, l'angle φ représente des variations au rythme de la BF, en plus ou en moins d'une valeur moyenne correspondant à la fréquence porteuse sans modulation (fréquence moyenne porteuse). Par conséquent, cet angle φ est tantôt plus grand, tantôt plus petit que sa valeur en fréquence moyenne porteuse, soit $\varphi = \omega t + \omega_0$, c'est-à-dire lorsque ω_0 et φ_0 sont constants.

On conçoit donc que pour faire varier φ, on peut agir soit sur ω, soit sur φ_0. Et l'on arrive à voir très exactement les nuances entre la modulation de fréquence et la modulation sur la phase : si c'est ω qui varie, on a une modulation de fréquence ; par contre, si c'est φ_0, on a une modulation sur la phase. Il y a donc une ressemblance entre les deux procédés, puisqu'ils s'adressent tous les deux, en définitive, à l'angle φ ; la petite nuance réside dans le fait qu'en modulation de phase, on agit sur φ_0 – quantité indépendante du temps – tandis qu'en modulation de fréquence, on opère sur la quantité ω multipliée par le temps. En résumé, deux procédés de modulation sensiblement différents, mais très voisins quant aux résultats définitifs.

Revenons maintenant à la relation (3) ; le développement de cette formule permet de voir que le courant résultant est constitué de termes ayant les fréquences suivantes : F, F + f, F – f, F + 2 f, F – 2 f, F + 3 f, F – 3 f, etc. Ce qui montre que, de part et d'autre de la porteuse F, il existe, du fait de la modulation de fréquence, un ensemble de bandes latérales couvrant une gamme étendue.

L'étude mathématique de l'équation (3) montre que, si le nombre de ces bandes latérales est infini, leur amplitude décroît assez rapidement, pour devenir bientôt négligeable ; par exemple, si f est petit devant ΔF, la largeur de bande peut être prise égale à 2 ΔF, donc largeur de bande beaucoup plus grande que dans le cas de la modulation en amplitude.

Avec la modulation en amplitude, on ne peut dépasser une profondeur de modulation de 100 %. En effet, au-dessus, il y a coupure de la porteuse. En modulation de fréquence, un son peu intense produit une faible variation de fréquence. Par exemple, pour une note de faible amplitude, la fréquence du courant HF variera seulement de 800 Hz, de part et d'autre de sa valeur, en l'absence de modulation (fréquence moyenne porteuse). Cette même note, mais beaucoup plus forte, produira une grande variation de fréquence, par exemple 50 000 Hz, de part et d'autre de la fréquence moyenne. Précisons de nouveau que, dans les deux cas, la fréquence de la note étant la même, la vitesse de variation est également la même. En modulation de fréquence, au point de vue profondeur de modulation, on peut donc adopter une infinité de solutions donnant sensiblement le même résultat. Par exemple, pour une variation donnée du niveau acoustique à transmettre (écart entre les pianissimi et les fortissimi), on pourrait prévoir des swings de 25, 50, 100 ou 500 kHz, etc. Seules, la « dynamique » de l'émission et la fidélité de transmission guideront notre choix.

Les émetteurs FM (fréquence modulée) de radiodiffusion fonctionnent dans la bande 88 à 108 MHz. Des essais ont montré que le « swing » de fréquence devait être, pour la modulation maximum, de 75 kHz.

La déviation est donc proportionnelle à l'importance du signal de modulation, et lorsqu'on applique un signal de modulation symétrique, on obtient une déviation également symétrique, c'est-à-dire que la déviation est la même de part et d'autre de la fréquence porteuse de repos. Supposons un émetteur fonctionnant sur 1 MHz, donc 1 000 kHz, la fréquence pourra (par exemple) glisser de 1 000 à 1 010 kHz, puis reviendra à 1 000 kHz et glissera à 990 kHz pour revenir à 1 000 kHz, cela pendant un cycle du courant modulateur ; d'où déviation de ± 10 kHz. Nous avons choisi un émetteur fonctionnant sur 1 MHz pour raison de simplification ; mais il est bien évident que le raisonnement demeure le même pour toute autre fréquence porteuse, et pour 100 MHz, par exemple !

Rappelons aussi que l'index de modulation d'un signal modulé en fréquence est le rapport de la déviation à la fréquence de modulation, les deux grandeurs étant évidemment exprimées avec la même unité. Ainsi, dans l'exemple précédent, si le signal HF dévie de ± 10 kHz à une vitesse de 2 000 fois par seconde, c'est-à-dire sous l'effet d'un signal BF modulateur de 2 000 Hz (donc 2 kHz), l'index de modulation sera de 10 : 2, c'est-à-dire 5.

Les intensités relatives de la porteuse modulée en fréquence et des diverses fréquences latérales dépendent directement de l'index de modulation ; elles varient d'ailleurs notablement lorsqu'on fait varier cet index. Dans l'exemple précédent, les fréquences latérales se présentent du « côté supérieur » à 1 002, 1 004, 1 006, 1 008, 1 010, 1 012 kHz, etc., et du « côté inférieur » à 998, 996, 994, 992, 990, 988 kHz, etc. Proportionnellement à l'intensité de la porteuse *non modulée* (que nous coterons à 100), ces fréquenes latérales ont les intensités suivantes (dans le cas d'un index de 5) : 1 002 et 998 = 33 % ; 1 004 et 996 = 5 % ; 1 006 et 994 = 36 % ; 1 008 et 992 = 39 % ; 1 010 et 990 = 26 % ; 1 012 et 998 = 13 %. Quant à l'intensité de la porteuse à 1 000 kHz, elle vaudra 18 % de sa valeur non modulée. Tout cela peut être mis en évidence par observation sur l'écran d'un analyseur de spectre.

En modifiant l'amplitude du signal modulateur, on changera la déviation, et par conséquent l'index, avec pour résultat que les fréquences latérales (toujours situées aux mêmes emplacements) auront des intensités différentes de celles indiquées précédemment.

De même, l'index de modulation varie avec la fréquence modulatrice. C'est ainsi que dans l'exemple précédent, pour une déviation de ± 10 kHz et un signal BF de 2 kHz (2 000 Hz), l'index était de 5 ; mais avec un signal BF de 0,5 kHz (500 Hz), l'index serait de 20.

C'est la raison pour laquelle, en modulation normale (c'est-à-dire avec un signal modulateur complexe s'étalant sur toute une gamme BF), on définit l'index par le quotient entre la déviation maximale et la fréquence modulatrice *la plus élevée* à transmettre.

Revenons à notre exemple de modulation par un signal modulateur à fréquence fixe. Nous savons que les amplitudes relatives des différentes fréquences latérales et de la porteuse varient beaucoup lorsqu'on fait varier la déviation en augmentant (ou en diminuant) la valeur de la modulation. Etant donné que l'on connaît la relation liant ces grandeurs, il existe une méthode simple de mesure de la déviation ; on obtient le résultat sous forme d'index de modulation pour une valeur donnée de l'amplitude du signal BF appliqué.

Le procédé consiste à augmenter progressivement le niveau du signal modulateur appliqué (à fréquence fixe) jusqu'à ce que l'amplitude de la composante porteuse devienne nulle ; l'index de modulation pour une porteuse nulle peut être déterminé au moyen de la table ci-dessous :

N° d'ordre des porteuses nulles	Index de modulation
1	2,405
2	5,520
3	8,654
4	11,792
5	14,931
6	18,071
7	21,212
8	24,353
9	27,494
10	30,635

Comme on peut s'en rendre compte d'après cette table, on obtient un premier point de porteuse nulle lorsque l'index est de 2,405 (c'est-à-dire lorsque la déviation vaut 2,405 fois la fréquence modulatrice).

Par exemple, si le signal BF est de 1 000 Hz, si l'on augmente la modulation jusqu'à ce que l'on obtienne la première porteuse nulle, la déviation vaudra alors 2,405 fois la fréquence modulatrice, soit 2,405 kHz. Pour une fréquence modulatrice de 2 000 Hz, la déviation vaudrait 4,810 kHz lors de la première porteuse nulle. D'autres porteuses nulles seront obtenues lorsque l'index vaudra 5,52 – puis 8,654 – et pour des valeurs supérieures séparées d'environ π.

En fin d'analyse, on voit que la largeur de bande de la modulation de fréquence peut être quelconque, et en tout cas très importante. Aussi bien, a-t-il fallu fixer une largeur d'excursion nécessaire, *mais suffisante,* pour assurer une audition confortable en haute fidélité ; elle est de $\pm$ 75 kHz et il s'agit d'une norme internationale.

En résumé, en faveur de la modulation de fréquence, nous notons :

1° Possibilité de réaliser une émission à haute fidélité et à dynamique élevée (si l'on se désintéresse du swing de fréquence), d'où nécessité de l'exploitation des ondes ultra-courtes ;

2° Réception antiparasite par écrêtage intégral (amplitude constante) quoique sur OTC, les parasites ne soient pas très gênants, à part ceux créés par les bougies de voitures automobiles ;

3° Les évanouissements sélectifs qui concernent certaines fréquences du spectre HF et rendent la parole, par exemple, très difficilement compréhensible en modulation d'amplitude, n'ont presque aucun inconvénient en modulation de fréquence, puisque chaque fréquence BF est transmise en utilisant toute la largeur du spectre HF.

§ 2. – Réception des ondes modulées en fréquence

Le principe général du fonctionnement d'un récepteur pour FM est, à peu de chose près, le même que celui d'un récepteur pour modulation d'amplitude. Nous noterons les différences suivantes :

a) Le changement de fréquence s'effectue sur VHF ; ce qui est évident, puisque les émetteurs FM, nous l'avons dit, se répartissent dans la bande 88 à 100 MHz.

b) L'amplification moyenne fréquence doit être suffisamment large pour respecter la bande de 75 kHz représentant le « swing » généralement adopté pour la modulation de fréquence. Cette largeur de bande de 75 kHz est obtenue facilement du fait de la valeur « moyenne fréquence » relativement grande choisie ; en effet, cette valeur MF standardisée adoptée pour les récepteurs à modulation de fréquence est de 10,7 MHz. Mais avec une MF aussi élevée, l'amplification est plus difficile à obtenir et un seul étage moyenne fréquence ne suffit pas ; nous aurons donc généralement deux étages moyenne fréquence.

c) L'étage détecteur, ainsi appelé en modulation d'amplitude, porte le nom de démodulateur, et il est tout à fait différent.

d) Les étages BF (dits à haute fidélité) doivent être très soignés si l'on veut bénéficier de toutes les possibilités, de toutes les qualités des émissions musicales en modulation de fréquence.

C'est donc sur l'étage démodulateur que nous voudrions attirer l'attention de nos lecteurs, puisque les montages détecteurs vus pour la modulation en amplitude ne conviennent absolument pas.

Plusieurs montages démodulateurs pour FM ont été proposés ; citons les principaux :

a) le discriminateur Foster-Seeley ;

b) le détecteur de rapport ;

c) le démodulateur dit « en quadrature » ;

d) le démodulateur à circuit PLL.

Les détecteurs habituels pour modulation d'amplitude ne permettent pas de restituer les signaux BF d'une onde modulée en fréquence (ou en phase). En effet, si nous appliquons une onde modulée en fréquence sur un détecteur ordinaire, on obtient uniquement une composante continue, puisque l'amplitude de cette onde est constante. Il faut, en fait, transformer les variations de fréquence en variations de courant (ou de tension). Pour cela, on peut adopter la solution suivante, vue ici d'une façon très simple et toute théorique : on fait agir l'onde modulée en fréquence sur un circuit oscillant qui lui présente la partie montante (ou descendante) de sa courbe de résonance (voir fig. XVIII-5). Les fréquences les plus élevées, se rapprochant de la résonance, donnent des amplitudes plus grandes que les fréquences plus basses. A l'intensité de la modulation correspond l'amplitude de la variation de tension détectée ; d'autre part, à la vitesse du swing de fréquence correspond la vitesse des variations d'amplitude dues à la hauteur (ou fréquence) du son. Si la courbe de résonance du circuit est droite dans la partie du swing de fréquence, la modulation est reproduite sans distorsion après cette « démodulation ».

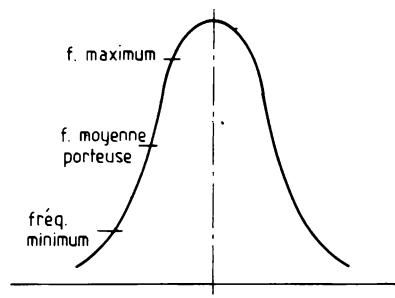


Fig. XVIII-5

Une amélioration du système précédent, résidant dans l'agrandissement du domaine utilisable pour la démodulation, donc en même temps l'obtention d'une meilleure linéarité, consiste à employer un convertisseur équilibré (fig. XVIII-6). Ce convertisseur comporte deux circuits accordés, A et B, l'un sur la fréquence F + ΔF, l'autre sur F – ΔF, donc symétriques par rapport à la fréquence moyenne porteuse F. On obtient une courbe amplitude-fréquence sensiblement linéaire entre F + ΔF et F – ΔF. La double diode assure la détection de la modulation de fréquence.

Ce système est assez délicat, car il exige des circuits A et B d'une parfaite stabilité ; aussi lui préfère-t-on le montage discriminateur que nous allons voir maintenant.

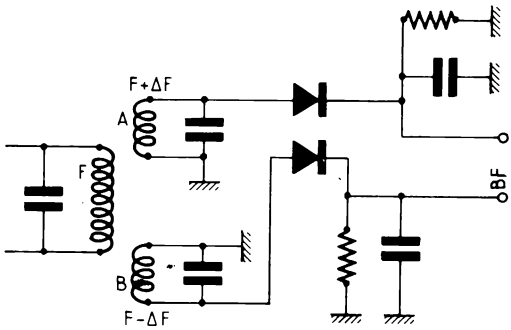


Fig. XVIII-6

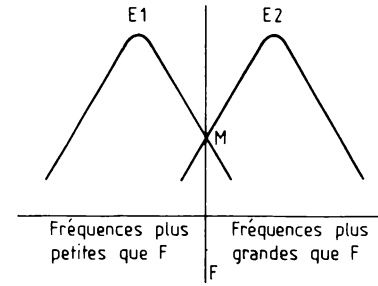


Fig. XVIII-7

Dans un transformateur MF ordinaire, il existe une différence de phase de $\pi/2$ entre les tensions apparaissant aux bornes du primaire et du secondaire accordés sur la même fréquence. Cette différence de phase varie, lorsque la fréquence appliquée varie. Donc, si les primaire et secondaire sont disposés de telle manière que les tensions à leurs bornes s'ajoutent, la tension résultante prise aux bornes de l'ensemble sera plus grande d'un côté de la fréquence de résonance que de l'autre. On obtient alors une courbe de résonance telle que E_1 ou E_2, suivant le signe de l'induction mutuelle entre primaire et secondaire (fig. XVIII-7) ; il convient de noter que la résonance se produit sur une fréquence autre que la fréquence d'accord commune F des deux circuits.

Dans le schéma de la figure XVIII-8 montrant une telle disposition, les tensions de c et b par rapport à la prise médiane m sont déphasées de π (en opposition). Si l'on appelle E_1 la tension entre les points a b, et E_2 la tension entre les points a c, ces deux tensions varieront respectivement et simultanément suivant les courbes E_1 et E_2 de la figure XVIII-7.

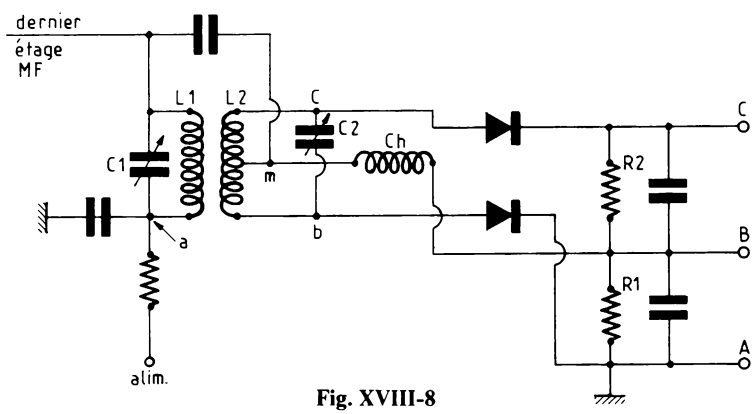


Fig. XVIII-8

Appliquons à l'entrée du circuit une oscillation ayant la fréquence d'accord F de L_1 C_1 et L_2 C_2. On se place sur les deux courbes de résonance au point M. Les tensions E_1 et E_2, apparaissant entre A et B, d'une part, et entre A et C, d'autre part, sont égales en amplitude. Les composantes continues des courants de détection de E_1 et de E_2 circulent dans R_1 et R_2 ; si $R_1 = R_2$, le point C est, à cet instant, au même potentiel que A, soit zéro.

Appliquons maintenant, à l'entrée de notre dispositif, une tension ayant une fréquence différente de F, soit $F + \Delta F$, ou $F - \Delta F$; une des deux tensions E_1 ou E_2 l'emportera sur l'autre en amplitude suivant que, dans l'hypothèse de notre diagramme, la fréquence d'attaque est plus petite ou plus grande que F. Si E_2 l'emporte, la tension du point C sera positive par rapport à A ; si c'est E_1, la tension en C sera négative par rapport à A.

Nous atteignons bien, alors, le but recherché, soit la transformation d'une variation de fréquence en une variation de tension. Au point C, par rapport à la masse, nous avons une tension continue qui est la somme des tensions continues de détection de sens opposés. Par conséquent, outre les signaux BF disponibles à ce point, nous pouvons utiliser cette composante continue, après un circuit découpleur, pour la commande automatique d'accord (ou correction de fréquence) du récepteur (action de la composante continue sur une diode varicap).

De plus, au point milieu B des circuits de charge des diodes, nous avons, toujours par rapport à A, une tension négative qui, elle, est fonction de l'intensité des signaux reçus. En d'autres termes, c'est la tension de CAG (éventuellement utilisable). La bobine d'arrêt Ch a pour but d'éviter le court-circuit HF des tensions disponibles sur L_1, par le circuit de cathode de la diode inférieure ; pratiquement, on remplace cette bobine d'arrêt par une résistance de 70 à 100 kΩ. Le montage démodulateur de la figure XVIII-8 porte le nom de discriminateur de Foster-Seeley.

●

Nous passerons maintenant au montage de la figure XVIII-9 appelé discriminateur de rapport.

Un enroulement tertiaire L_3 est couplé à l'enroulement primaire L_1 du transformateur F_7. Les circuits primaire L_1 et secondaire L_2 sont accordés sur la valeur MF (soit 10,7 MHz). La tension MF du secondaire est décalée de 90° par rapport à celle du primaire. Une anode et une cathode des deux diodes reçoivent, d'une part, une partie des tensions secondaires, d'autre part une tension provenant du primaire par l'enroulement tertiaire. Lorsque la fréquence MF n'est pas modulée, c'est-à-dire qu'elle correspond exactement à 10,7 MHz, le rapport des tensions détectées par les deux diodes est égal à l'unité. Aucune tension BF n'apparaît. Si la fréquence change (modulation), les tensions appliquées sur les diodes ne sont plus les mêmes, le rapport des tensions est différent de l'unité et une tension BF variant au rythme de la modulation apparaît sur la prise médiane du secondaire.

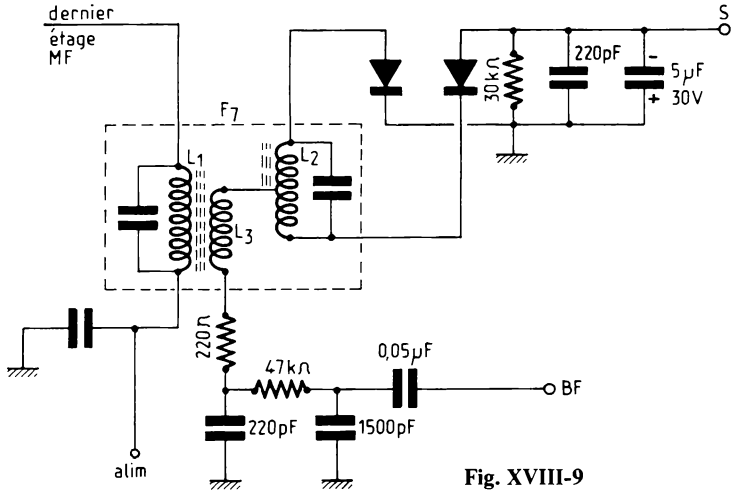


Fig. XVIII-9

Le condensateur de 5 μF électro-chimique (1) shuntant la résistance de charge de 30 kΩ court-circuite les variations d'amplitude de faible durée, telles que celles provoquées par exemple par les parasites. On obtient ainsi, en même temps que la démodulation recherchée, un effet auto-limiteur d'amplitude rendant le récepteur moins sensible aux parasites.

Les signaux BF traversent le filtre de désaccentuation (47 kΩ et 1 500 pF), affaiblissant les aiguës, ces dernières étant volontairement accentuées à l'émission. On obtient ainsi une réduction supplémentaire des perturbations parasitaires ou bruit de fond pouvant encore subsister.

En modulation de fréquence, l'accord exact est absolument nécessaire (sinon, distorsions sur les fortissimi). Or, contrairement à ce que l'on peut à la rigueur faire en modulation d'amplitude, l'accord exact ne saurait être obtenu uniquement « à l'oreille » ; en FM, il faut nécessairement avoir recours à un indicateur visuel. La composante négative continue disponible au point S de la figure XVIII-9 est proportionnelle à l'amplitude du signal MF. A l'accord exact, cette amplitude est maximum ; il en est de même pour la tension négative au point S qui peut être appliquée sur un microampèremètre avec intercalation d'une résistance en série (indicateur d'accord à aiguille).

●

La figure XVIII-10 représente la partie amplificatrice moyenne fréquence d'un récepteur pour FM, la détection s'effectuant par un démodulateur dit « en quadrature » parce que comportant un circuit déphaseur à 90° ; d'autres techniciens lui donnent le nom de détecteur à coïncidence.

---

(1) 4 à 5 μF sont les capacités minima que peut présenter ce condensateur.

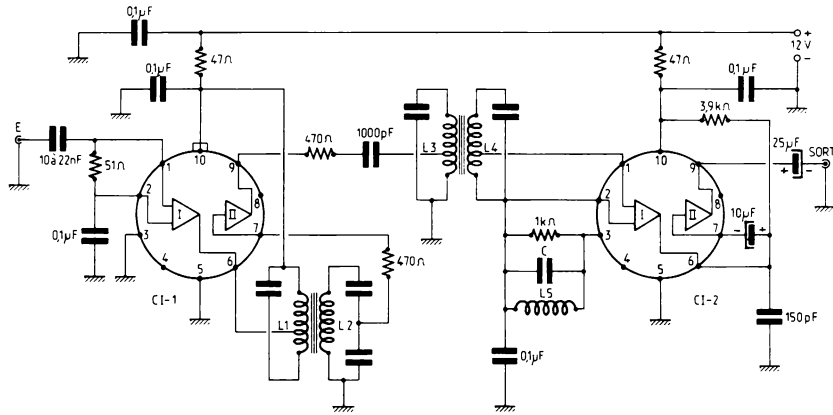


Fig. XVIII-10

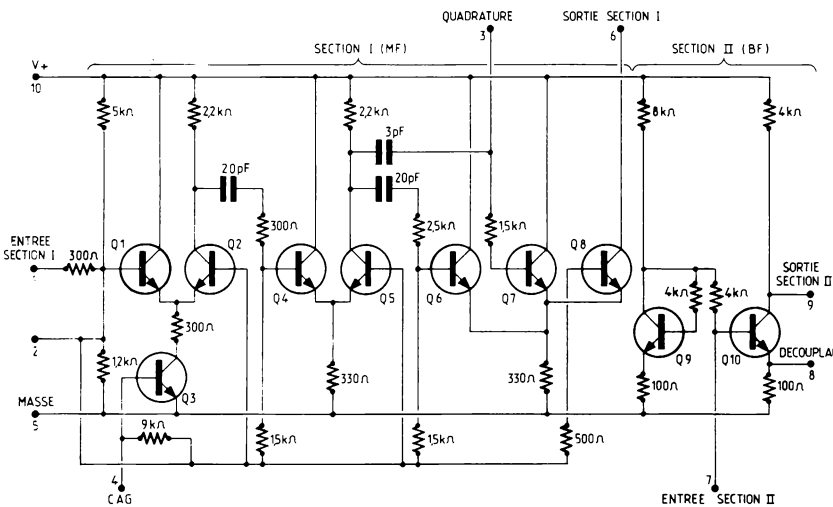


Fig. XVIII-11

Autre particularité : cet amplificateur est équipé de deux circuits intégrés type μA 719 Fairchild dont la figure XVIII-11 nous montre le schéma interne, ce qui aidera à comprendre le fonctionnement de l'ensemble (deux sections amplificatrices par circuit intégré).

Le point E reçoit donc les signaux MF issus du changeur de fréquence ; liaison par 10 à 22 nF et résistance de 51 Ω, cette dernière réalisant une

entrée à faible impédance pour permettre la liaison par une portion de câble coaxial. Le point 3 du premier circuit intégré (CI-1) n'est pas utilisé et est relié à la masse. Le point 5 est également relié à la masse ; c'est le point de branchement de la ligne négative d'alimentation. Cette alimentation est de 12 V, et la ligne positive aboutit aux points 10 (pour les deux C.I.) par l'intermédiaire de circuits de découplage. Comme il n'y a pas de C.A.G., les points 4 des deux C.I. ne sont pas connectés.

Les transformateurs MF (10,7 MHz) sont intercalés, le premier entre la sortie section I et entrée section II du C.I.-1, et le second entre la sortie section II du C.I.-1 et l'entrée section I du C.I.-2 (signal MF appliqué entre les points 1 et 2 non amortis par résistance extérieure).

Le point 3 est utilisé ici pour le branchement du circuit L5-C de quadrature (accord sur 10,7 MHz ; amortissement par 1000 Ω) ; il s'agit là du réseau de déphasage.

Les signaux MF modulés en fréquence se trouvent donc appliqués à l'entrée du déphaseur ; appelons-les Ee. Aprés avoir été soumis à l'action du circuit déphaseur, ces signaux plus ou moins déphasés deviennent Es. Lorsque le signal Ee n'est pas modulé en fréquence, le déphasage de Es est de 90° ; lorsque le signal Ee est modulé en fréquence, le déphasage de Es varie au-dessus et au-dessous de 90°. A la sortie du détecteur de coïncidence, on dispose d'un signal variable proportionnel à la différence de phase entre Ee et Es.

En d'autres termes, on se base sur la caractéristique dite « fréquence phase » d'un simple circuit résonnant pour transformer la déviation instantanée de la fréquence en une déviation proportionnelle de phase, cette dernière étant ensuite mise en évidence (ou détectée) par un circuit détecteur de phase portant ici le nom de détecteur à coïncidence.

Dès la sortie de la section I de C.I.-2 (point 6), nous disposons d'un signal BF ; en effet, après détection, les signaux BF sont amplifiés par Q_7 et Q_8 (fig. XVIII-11). Notons que pour le premier circuit intégré où la détection n'est pas effectuée, le point 6 délivre des signaux MF.

Ensuite, les signaux BF issus du point 6 (C.I.-2) sont appliqués à l'entrée 7 par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 μF, et finalement la sortie des signaux BF disponibles pour être transmis à l'amplificateur BF faisant suite s'effectue au point 9.

●

Enfin, la figure XVIII-12 montre un schéma de démodulateur FM à circuit PLL (1) utilisant un circuit intégré du type NE560B (Signetics) ; ce dernier contient tous les éléments constitutifs d'une boucle PLL capable de fonctionner jusqu'à 30 MHz, voire davantage. Des composants RC extérieurs permettent de fixer les caractéristiques de la boucle ; des étages tampons sont prévus afin de simplifier les problèmes de connexion.

(1) Voir chapitre XIV, § 6.

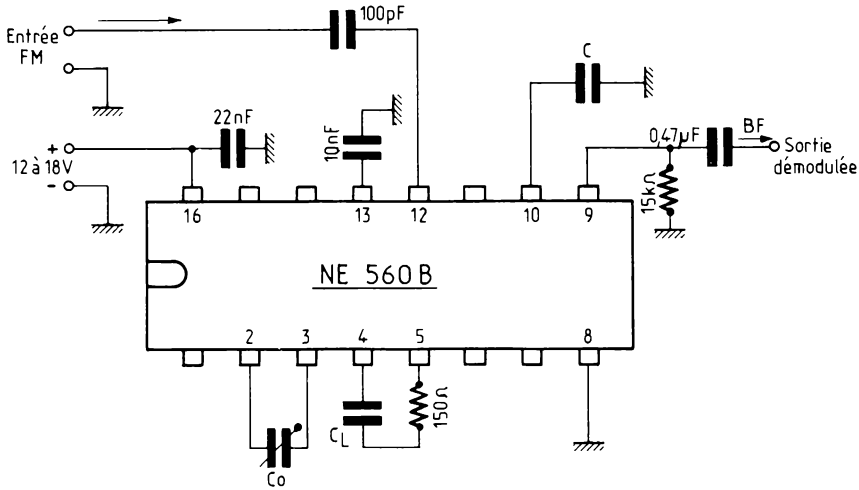


Fig. XVIII-12

Le condensateur C_L du filtre passe-bas est défini par $C_L = 1\,330/\Delta f$, avec C_L en μF et Δf (bande passante du signal démodulé) en Hz. Le condensateur ajustable C_o sert à l'accord du VCO sur la porteuse ; sa valeur en pF est donnée par $C_o = 300/f$ (en MHz). Enfin, C est le condensateur de désaccentuation.

Ce montage se prête fort bien à une démodulation des signaux de radiodiffusion FM à la sortie d'un amplificateur FI sur 10,7 MHz. En modifiant les caractéristiques du filtre passe-bas, on peut envisager une démodulation FM à bande étroite (NBFM).

§ 3. – Les émissions FM en stéréophonie et leur réception

La stéréophonie ne constitue pas une révolution de la technique sonore, mais une évolution nouvelle, un progrès certain qui nous rapproche encore du moment où tout amateur de musique pourra obtenir à domicile l'impression complète et véritable de l'audition directe d'un orchestre symphonique ou d'un ensemble de musique de jazz.

Les principales exigences auxquelles doit satisfaire un standard d'émissions radiostéréophoniques sont les suivantes :

1) Il doit pouvoir être transmis sur un canal de fréquences utilisées en radiodiffusion sans augmentation sensible de la largeur de bande pour ne pas provoquer un encombrement trop important du spectre ;

2) Il doit être compatible, c'est-à-dire pouvoir être reçu en monophonie sur un appareil monophonique classique ; il doit aussi être possible de recevoir une émission monophonique sur un récepteur stéréophonique ;

3) Il doit permettre des auditions stéréophoniques de qualité comparable à celle des disques en utilisant des appareils simples ;

4) Il ne doit pas réduire sensiblement la portée des émetteurs actuels non stéréophoniques et la diminution de portée des émetteurs stéréophoniques doit être aussi faible que possible.

Le système de transmission stéréophonique à « fréquence pilote » (Multiplex)

C'est en 1963, à la suite d'études approfondies menées dans différents pays, que l'U.E.R. a recommandé à ses membres d'utiliser exclusivement le système de transmission dit « à fréquence pilote » pour la réalisation d'émissions stéréophoniques en modulation de fréquence. Ce système est identique, à quelques ajustements près, au système dont la mise en exploitation a été autorisée en 1961 aux Etats-Unis.

Pour transmettre deux signaux BF séparés à l'aide d'un simple émetteur, il est nécessaire d'utiliser le système multiplex. L'un des signaux est tout d'abord employé pour moduler une sous-porteuse ultrasonique, avec système de modulation tel que le spectre de fréquences en résultant soit situé au-dessus des fréquences audibles. Le signal modulé est alors ajouté à l'autre signal BF afin d'obtenir la modulation appliquée à l'émetteur principal. Les récepteurs monophoniques classiques accordés sur la fréquence de tels émetteurs reproduisent seulement la composante BF de la modulation, et des adaptateurs spéciaux (ou « décodeurs ») permettent de rétablir les composantes BF originales des deux canaux et de recevoir en stéréophonie.

La méthode la plus simple est de transmettre les canaux de droite et de gauche constituant les informations stéréophoniques, l'un comme fréquence BF de modulation et l'autre sur le canal de la sous-porteuse. Toutefois, dans ce cas, l'auditeur ne possédant qu'un récepteur monophonique reçoit seulement la moitié du signal stéréophonique. Il n'y a donc pas compatibilité et cette méthode ne peut être retenue.

Pour y remédier, la méthode consiste à combiner les signaux de gauche (A) et de droite (B) de façon à obtenir A + B et A – B. Le signal A + B, qui est suffisant pour assurer une bonne réception monophonique, est transmis comme une fréquence de modulation BF et le signal A – B est transmis par le canal de la sous-porteuse.

Les adaptateurs stéréophoniques combinent les signaux A + B et A – B, par exemple dans des circuits matrices, afin de reconstituer les signaux originaux A et B. Le problème de la compatibilité est ainsi résolu.

La figure XVIII-13 montre le schéma fonctionnel de l'émetteur utilisé. Les signaux BF de gauche et de droite sont combinés de façon à obtenir les composantes A + B et A – B. Le signal A – B module en amplitude une sous-porteuse de 38 kHz, la sous-porteuse étant supprimée à l'émission afin de ne conserver que les bandes latérales. Pour que le récepteur puisse reconstituer la sous-porteuse de 38 kHz nécessaire pour démoduler l'information

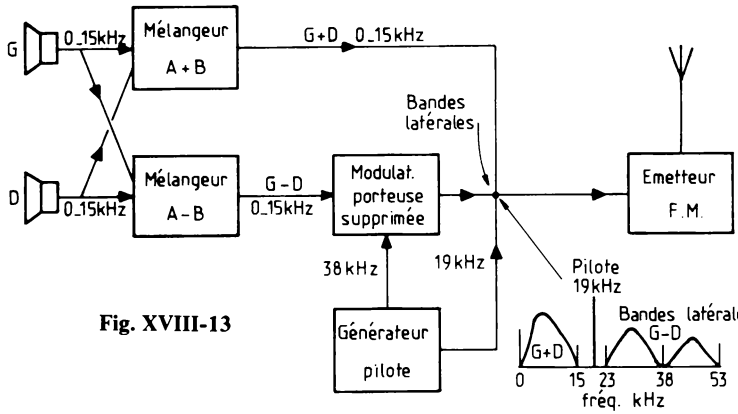


Fig. XVIII-13

A – B, une sous-porteuse pilote d'une fréquence de 19 kHz est transmise avec une amplitude produisant une déviation de crête de la porteuse principale comprise entre 8 et 10 % de la déviation maximum autorisée.

La modulation multiplex appliquée à l'émetteur comprend trois composantes séparées :

1° Le signal A + B, constituant la modulation normale BF, avec spectre de fréquences s'étendant de 30 Hz à 15 kHz ;

2° La sous-porteuse pilote de 19 kHz d'amplitude constante ;

3° L'information A – B, sous la forme de bandes latérales de modulation d'amplitude d'une sous-porteuse de 38 kHz supprimée à l'émission, avec un spectre de fréquences s'étendant de 23 à 53 kHz. La figure montre l'encombrement total du spectre.

Un récepteur monophonique reproduit seulement le signal A + B, les composantes ultrasoniques de modulation étant éliminées par le circuit de désaccentuation et ne perturbant pas le fonctionnement de l'amplificateur BF suivant le tuner FM.

On peut se demander les raisons pour lesquelles la sous-porteuse originale de 38 kHz est supprimée à l'émission et remplacée par une fréquence pilote de faible amplitude, égale à la moitié de la fréquence de la sous-porteuse (soit 19 kHz) et pourquoi on ne transmet pas une fréquence pilote de 38 kHz. Si l'amplitude totale de la sous-porteuse était conservée, une proportion considérable de la déviation disponible de la porteuse principale serait occupée, même pendant les périodes où les informations du canal différence A – B sont peu importantes ou inexistantes. Il en résulterait une diminution de la déviation disponible de la porteuse principale pour le signal somme A + B et les bandes latérales du signal différence, d'où une réduction du rapport signal/bruit.

La suppression de la sous-porteuse constitue donc une méthode permettant d'améliorer le rapport signal/bruit du système avec l'inconvénient d'une complication du récepteur qui doit reconstituer la sous-porteuse. Des informa-

tions suffisantes doivent être transmises par l'émetteur pour que le récepteur puisse reconstituer la sous-porteuse de 38 kHz avec la phase correcte afin de détecter l'information A – B. C'est le rôle de la fréquence pilote de 19 kHz.

Si la fréquence pilote était sur la fondamentale de 38 kHz, il faudrait à la réception extraire une porteuse non modulée d'un grand nombre de composantes de bandes latérales pouvant être d'amplitude beaucoup plus élevée et espacées en fréquence de seulement 30 Hz.

Il en résulterait des problèmes très compliqués de filtrage.

En se reportant à la figure XVIII-13 qui montre l'encombrement du spectre, on voit qu'entre 15 et 23 kHz il existe une place libre qui permet de placer la fréquence pilote pouvant être extraite à l'aide de simples circuits accordés. Parmi les autres avantages de cette fréquence pilote, signalons que l'inversion de polarité du multiplex ne modifie pas les canaux de sortie A et B. La polarité des diodes du discriminateur n'a pas ainsi à être spécifiée et il devient plus facile d'utiliser des adaptateurs multiplex avec des tuners FM classiques.

Avec le système à fréquence pilote, si l'amplitude des signaux A et B est réduite à la valeur maximum pour laquelle l'un de ces signaux seul produit la déviation maximum autorisée, la déviation totale de la porteuse principale par les signaux somme (A + B) et différence (A – B) ne peut être supérieure au maximum autorisé.

Si l'on considère les deux cas extrêmes où A = B = 1 et A = – B = 1, la déviation maximum est produite respectivement par les signaux somme et différence. Dans les cas intermédiaires, la déviation disponible, entre les bandes latérales de A + B et A – B, est dans un rapport déterminé par les relations de phase de A et B.

La prise de son en stéréophonie est bien connue. Elle consiste essentiellement à disposer deux microphones, ou deux groupes de microphones, captant préférentiellement soit la partie de droite, soit la partie de gauche de la source sonore (orchestre, par exemple).

Lors de la reproduction, il suffira de se replacer dans les conditions de l'émission ou de l'enregistrement, et de diffuser les deux « informations » au moyen de deux canaux séparés et de deux haut-parleurs (droite et gauche).

Au lieu de parler des signaux A et B comme nous l'avons fait jusqu'ici, nous pouvons tout aussi bien parler des signaux de gauche (G) et de droite (D), ce qui a l'avantage de mieux rappeler la disposition pratique.

En résumé, lors d'une émission stéréophonique, les signaux rayonnés par l'émetteur comprennent les « informations » suivantes :

- la somme des modulations issues des canaux gauche et droite (G + D) ;
- la différence des modulations gauche moins droite (G – D) disponible sous la forme de deux bandes latérales centrées autour d'une sous-porteuse de fréquence 38 kHz, supprimée à l'émission ;
- un signal pilote sinusoïdal de faible amplitude (10 % de la valeur totale), de fréquence 19 kHz, permettant à la réception, après doublage de fréquence, de reconstituer les deux bandes latérales.

Principe de la réception

Le signal composite que l'on obtient à la sortie du discriminateur ou détecteur de rapport est appliqué directement à l'adaptateur (ou décodeur) stéréo. Il suffit de circuits relativement simples pour isoler le signal pilote et rétablir la sous-porteuse supprimée. Le diagramme en est donné sur la figure XVIII-14. Un étage amplificateur effectue simultanément la séparation des trois signaux. Un filtre passe-bas laisse passer les signaux inférieurs à 15 kHz, soit le signal G + D appliqué à un démodulateur qui rétablit les deux canaux ; un filtre passe-haut laisse passer sans atténuation les signaux supérieurs à 23 kHz et applique les fréquences des bandes latérales du signal G – D au détecteur. Un circuit accordé sur 19 kHz laisse passer la porteuse qui est appliquée à un étage amplificateur, lequel attaque un doubleur accordé sur 38 kHz. Ce signal est ensuite ajouté aux deux bandes latérales, rétablissant ainsi complètement le signal G – D. Naturellement, la nouvelle porteuse doit avoir exactement la même fréquence que celle qui a été supprimée à l'émission (et même phase par rapport aux bandes latérales du signal). Ces conditions sont facilement obtenues avec le procédé simple que nous venons de voir.

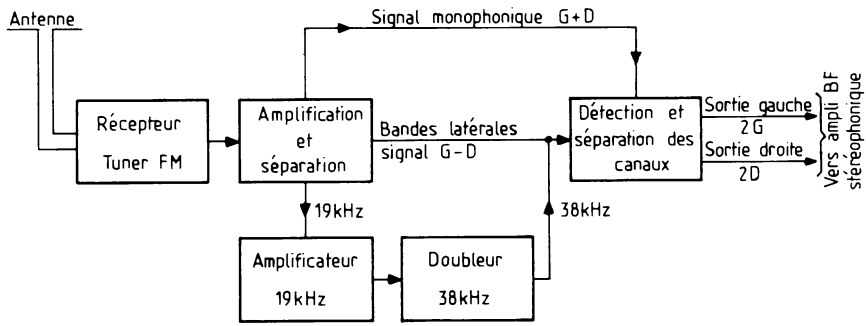


Fig. XVIII-14

Après application au circuit de détection, et à la sortie du réseau de séparation, on retrouvera les deux canaux gauche et droite.

En principe, tous les récepteurs FM possédant un amplificateur de fréquence intermédiaire à large bande passante et faible distorsion de phase peuvent être adaptés à la réception de la stéréophonie.

Indiquons, au passage, une petite variante de montage que l'on rencontre parfois (mais plus rarement) : les signaux amplifiés de 38 kHz ne sont pas employés directement ; on les utilise pour synchroniser un oscillateur local sur 38 kHz, et c'est le signal de ce dernier qui est appliqué au circuit de détection.

Le signal G + D s'appelle signal monophonique, parce que, en fait, c'est ce qui se produit lorsqu'on utilise deux microphones et un seul amplificateur.

A la sortie du décodeur stéréophonique, la séparation des signaux s'obtient par somme ou différence. Un calcul algébrique élémentaire nous donne, en effet :

$$(G + D) + (G - D) = 2\,G$$

$$(G + D) - (G - D) = 2\,D$$

Les deux signaux de sortie sont donc 2 G et 2 D. Ainsi, le signal monophonique (G + D) et le signal « différence » (G – D) apportent une égale contribution à l'amplitude des signaux BF de sortie gauche et droite.

●

Pour le décodage des signaux FM stéréophoniques, une récente solution réside dans l'emploi d'un circuit intégré à PLL (voir chapitre XIV, § 6). Le décodage des signaux multiplex exige, rappelons-le, la reconstitution de la sous-porteuse de 38 kHz (supprimée à l'émission) à partir d'un signal pilote de 19 kHz incorporé au signal composite. Le signal 38 kHz reconstitué doit être très exactement en phase avec le pilote, donc avec la sous-porteuse de l'émetteur. Une telle reconstitution de signal est tout à fait à la portée des circuits PLL ; mieux même, de tels montages sont beaucoup plus simples que ceux faisant appel à des éléments LC en tant que filtres ou doubleurs de fréquence.

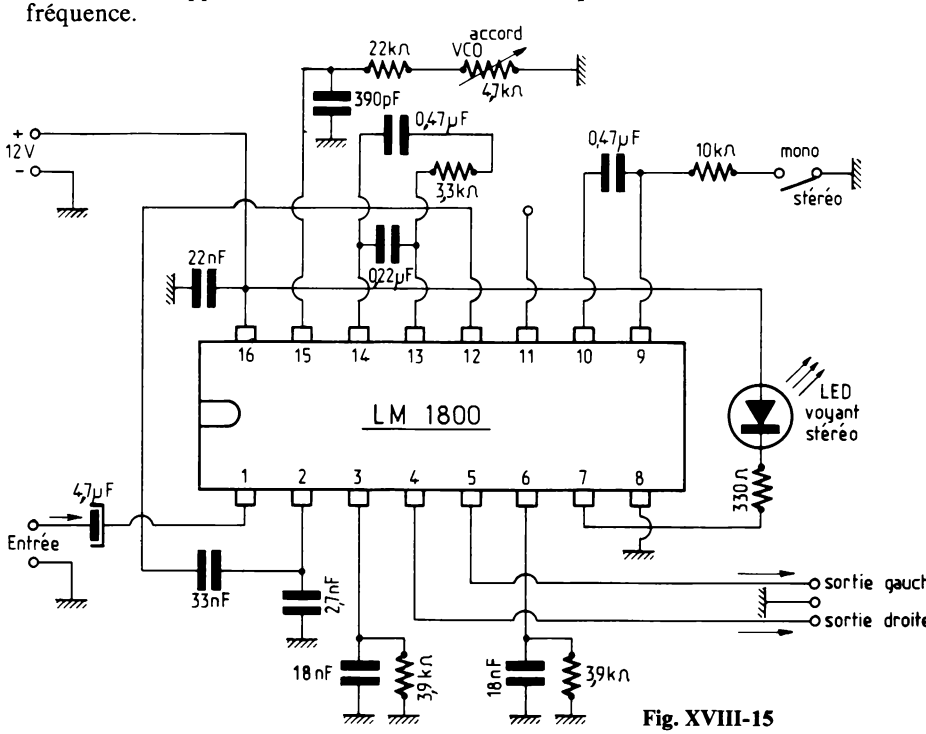


Fig. XVIII-15

La figure XVIII-15 montre le schéma d'un décodeur stéréophonique multiplex, sans bobinage, à circuit PLL ; il utilise un circuit intégré LM1800. Le seul réglage nécessaire est l'accord précis du VCO interne qui se fait par la résistance ajustable de 4,7 kΩ. La sortie 11 du circuit intégré est le point de test 19 kHz.

On notera que, comme tout décodeur stéréophonique, ce montage présente un seuil de tension d'entrée au-dessous duquel le décodage ne se fait pas ; ce seuil est ici de 0,8 à 1 V.

Remarques générales concernant l'utilisation d'un décodeur et son adaptation à un récepteur FM

– La bande passante des circuits du récepteur devra être suffisante pour transmettre sans affaiblissement la totalité de l'information G – D.

– Le circuit de désaccentuation disposé sur le récepteur devra être supprimé afin de transmettre toute la bande nécessaire. C'est au moyen de la commutation monophonie-stéréophonie que l'on remettra en circuit la désaccentuation après le module décodeur.

– La bande passante du récepteur devra être supérieure à 180 kHz (à – 3 dB).

– Le discriminateur du récepteur devra être linéaire pour une déviation en fréquence de ± 75 kHz.

– La courbe de réponse de l'amplificateur fréquence intermédiaire du récepteur devra présenter un creux minimum et le flanc de la courbe de discrimination devra être la plus rectiligne possible afin de minimiser les rotations de phase.

– Tout glissement de la phase du signal à 38 kHz servant, à la réception, au décodage des informations, entraîne obligatoirement un mélange des deux voies. La phase de ce signal, reconstitué à la réception et servant au décodage, doit être la même que celle du signal ayant servi au codage de l'émission.

CHAPITRE XIX

LES CIRCUITS INTEGRES LOGIQUES

§ 1. – Généralités

Nous savons ce qu'est un circuit intégré ; nous en avons déjà parlé à plusieurs reprises au cours de cet ouvrage, et notamment au chapitre XII-§ 6 où nous avons examiné les circuits intégrés linéaires, et plus particulièrement les « amplificateurs opérationnels ». Ici, ce sont des circuits intégrés logiques que nous allons vous entretenir.

Les circuits logiques permettent, à partir de signaux appelés « informations » qui leur sont appliqués, de prendre des décisions et de les exécuter. Toute décision est donc prise en fonction d'informations plus ou moins nombreuses ou complexes, et l'art de traiter des informations automatiquement et rapidement est nommé « informatique ». Ajoutons que la « programmation » ordonne la marche à suivre pour traiter les informations reçues afin de déterminer l'information finale dont dépendra la décision à faire exécuter.

Les informations appliquées sont du type binaire, c'est-à-dire qu'elles n'ont chacune que deux états stables possibles ; pour cela, on n'utilisera donc que les deux premiers chiffres du système décimal, c'est-à-dire le 0 et le 1. Nous ne nous étendrons pas ici sur le système et les calculs binaires ; il existe des ouvrages de mathématiques ou autres traitant à fond la question ! Disons simplement, et cela est bien naturel, que le codage en binaire n'a de sens et d'intérêt que lorsqu'il s'agit d'une exploitation automatique et électronique des signaux.

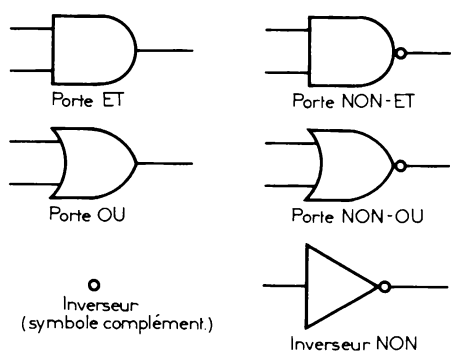


Fig. XIX-1

En effet, les circuits électriques ou électroniques s'accommodent à merveille de ce système binaire d'exploitation, puisqu'un circuit est ouvert ou fermé, et une tension présente ou absente : donc deux états facilement décelables, chacun correspondant à un état binaire. Nous pouvons par exemple déceler et exploiter ces informations binaires à l'aide de circuits électroniques appelés « portes ». Les symboles des différentes fonctions logiques sont représentés sur la figure XIX-1. Nous allons maintenant examiner plus en détail ces fonctions dites combinatoires.

Porte ET (ou AND)

Cette porte donne une valeur 1 en sortie lorsque ses différentes entrées sont toutes à la valeur 1 ; si cette condition n'est pas satisfaite, la sortie est à l'état 0. Nous allons supposer que la valeur 1 correspond à la présence d'une tension (ou à un circuit fermé) et la valeur 0 à l'absence de tension (donc à l'ouverture d'un circuit). Une telle porte peut alors se concevoir simplement à l'aide de diodes (fig. XIX-2).

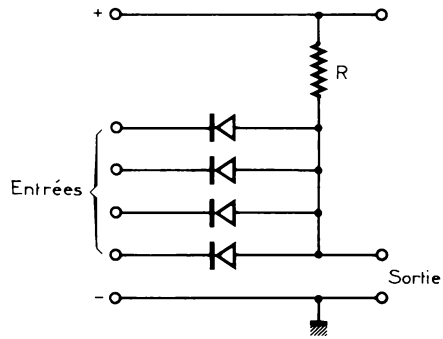


Fig. XIX-2

Si le système a une de ses entrées à 0 (tension nulle par rapport à la masse), la diode de cette entrée conduit puisque son anode est portée à un potentiel positif par l'intermédiaire de la résistance connectée au (+). La tension de sortie sera donc 0 (à la chute de tension près due à la diode).

Si plusieurs entrées sont à 0, l'intensité dans R se répartit entre les diverses diodes conductrices, mais la tension de sortie est toujours 0.

En revanche, si toutes les entrées sont au niveau 1 (tension positive), elles seront « isolées » de la sortie du fait des diodes polarisées en inverse qui ne conduisent plus. La sortie est alors portée au potentiel de l'alimentation (via la résistance R) ; elle est donc à l'état 1.

Porte OU (ou OR)

Une telle porte est d'une conception semblable à la précédente, la différence résidant uniquement dans le sens de branchement des diodes et dans

l'alimentation en (–) de ces dernières (fig. XIX-3). Une tension positive sur une entrée est transmise à la sortie par l'intermédiaire de la diode de ladite entrée. Les entrées dont le potentiel est nul sont isolées de la masse par leurs diodes qui sont alors polarisées en inverse. Si toutes les entrées sont à 0, la sortie est portée au potentiel de la masse par l'intermédiaire de la résistance R.

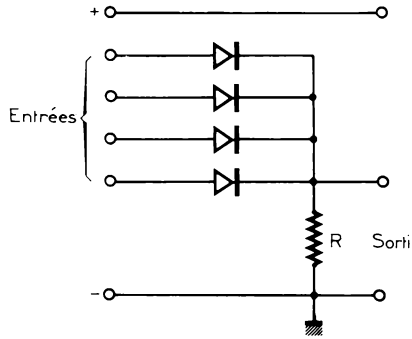


Fig. XIX-3

Inverseur à transistor

On se souvient qu'un transistor est un amplificateur de courant ; lorsqu'on fait passer un courant I à travers la jonction base-émetteur, un courant β I parcourt le collecteur (β étant le gain en courant du transistor). Dans le schéma de l'inverseur représenté sur la figure XIX-4, lorsque la tension à l'entrée est nulle (0 binaire), aucun courant ne peut circuler, et nous retrouvons en sortie la tension d'alimentation transmise par la résistance R du collecteur. Mais si nous appliquons maintenant une tension suffisante à l'entrée, le transistor va conduire à saturation, c'est-à-dire que la tension entre émetteur et collecteur sera très faible (toute la tension d'alimentation étant pratiquement chutée dans R). En conséquence, on obtient un niveau logique 0 pour un niveau 1 appliqué à l'entrée ; au contraire, un niveau 0 appliqué à l'entrée provoque un niveau 1 en sortie.

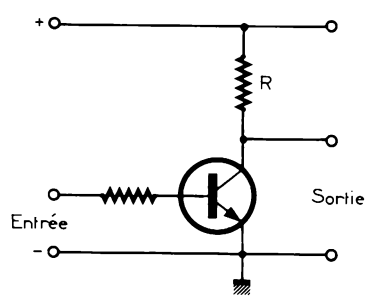


Fig. XIX-4

Circuit NON-ET (ou NAND)

Ce circuit est, comme le montre la figure XIX-5, la réunion d'une porte ET suivie d'un inverseur en sortie.

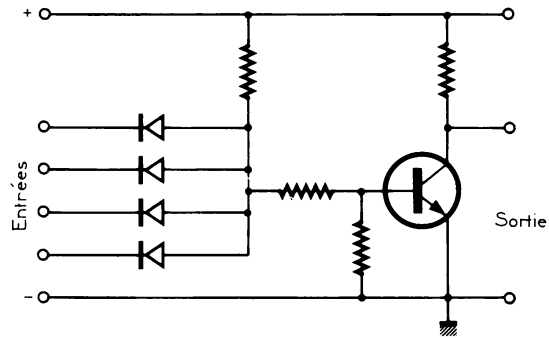


Fig. XIX-5

Circuit NON-OU (ou NOR)

Il s'agit ici de la réunion d'une porte OU suivie d'un inverseur en sortie (fig. XIX-6).

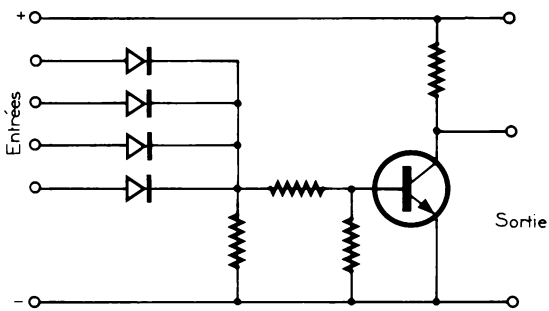


Fig. XIX-6

§ 2. – Les circuits intégrés digitaux

Il est certain que tous les montages que nous venons de voir peuvent être construits pratiquement par assemblage des composants classiques indiqués, et que ces montages sont en outre susceptibles d'être associés entre eux. Toutefois, actuellement, la technologie est telle qu'il est aisé de fabriquer tous les composants nécessaires *en même temps* sur une seule et même pastille de silicium (appelée « puce ») ; ce sont les circuits intégrés, qu'il s'agisse des « linéaires » ou des « digitaux ». L'emploi des circuits intégrés digitaux est relativement simple ; il suffit de les alimenter correctement (le plus souvent

+ 5 V et masse). Ensuite, il est sage d'oublier que l'on a affaire à des circuits électroniques (!) ; en revanche, il importe de s'astreindre à un câblage logique, à un assemblage logique, car ce ne sont plus des tensions ou des signaux électriques qui entrent ou qui sortent, mais des informations logiques, d'où la nécessité de concevoir le schéma *logique* de ce que l'on souhaite obtenir.

Le processus de numérotation binaire est finalement assez simple. Dans le système décimal, lorsqu'on arrive au dernier chiffre (le 9), on revient au 0 et l'on ajoute 1 devant. En système binaire, après le 1 (qui est le dernier chiffre !), on revient à 0 en ajoutant 1 devant. A titre indicatif, pour les dix premiers chiffres du système décimal, nous avons donc les correspondances suivantes en système binaire :

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	etc.
0	1	10	11	100	101	110	111	1 000	1 001	

Prenons un exemple simple, en supposant que nous ayons deux chiffres binaires A et B à additionner. Si ces deux chiffres sont des 0, nous devons obtenir 0 sur la sortie « somme » et 0 sur une sortie dite « retenue ». Si nous avons 1 et 0, nous devons obtenir 1 sur la sortie « somme » et 0 en « retenue » ; enfin, si nous avons 1 et 1, nous aurons 0 sur la « somme » et 1 en « retenue » (1 + 1 = 10).

La « retenue » peut se réaliser grâce à une porte ET, ou deux portes NAND (la seconde câblée en inverseur). Nous devons obtenir 1 en sortie « somme » lorsque l'une des entrées est à 1 ; cela peut se concevoir avec une porte OU (NAND aux entrées précédées d'inverseurs). Hélas, ce circuit est imparfait, car si les deux entrées sont à 1, la somme doit être nulle. Or le circuit OU donne 1 en sortie ; il faut donc bloquer ce circuit OU lorsque les deux entrées sont à 1. Mais aux entrées de ce circuit OU, nous avons des portes ET inutilisées ; il suffit alors de leur rendre leur fonction et d'appliquer

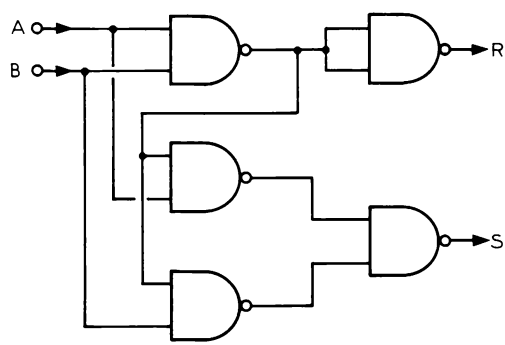


Fig. XIX-7

sur ces entrées une information qui va bloquer le passage de A et de B lorsque tous deux sont égaux à 1. Pour bloquer les portes ET, l'information doit être un 0 qui peut être obtenu par une porte NAND attaquée par A et B. Un tel circuit existe déjà dans le système effectuant la retenue. On aboutit donc à l'assemblage de la figure XIX-7 illustrant la « logique » du précédent exposé.

La « retenue » suppose donc l'utilisation d'une mémoire qui n'aura à retenir que deux valeurs, 0 et 1. Ce système devra pouvoir fournir en sortie une valeur présentée à l'entrée après que ladite valeur ait été supprimée. Une porte OU à deux entrées en permet le fonctionnement : 1 appliqué sur une entrée fait passer la sortie à 1 ; cette dernière, appliquée à l'autre entrée, maintiendra la sortie à 1 lorsque la valeur initiale aura disparu. Le système complet est représenté sur la figure XIX-8 dont le fonctionnement est le suivant :

Un niveau 1 appliqué à l'entrée 1 de M fait passer la sortie à 1 jusqu'à ce qu'un 1 se présente sur l'entrée 2 de W pour remettre la sortie à 0 ; il est bien évident que 1 sur l'entrée de mise à 1 et *simultanément* 1 sur l'entrée de mise à 0 est à exclure ! L'utilisation d'une telle mémoire avec des états actifs 0 à l'entrée peut se faire en supprimant les inverseurs d'entrée. Par ailleurs, nous notons que nous disposons d'une sortie inversée qui passe à 0 lorsque la sortie principale est à 1 (et inversement, bien entendu).

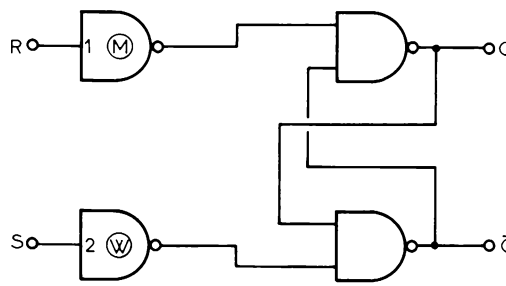


Fig. XIX-8

Un tel circuit est fréquemment nommé bascule RS, l'entrée 1 étant baptisée R (Reset) et l'entrée 2 S (Set), termes signifiant respectivement, dans ce cas, « repositionner » et « positionner ». Quant aux sorties, on les dénomme Q pour la normale et $\overline{Q}$ pour l'inversée. Ajoutons qu'avec les bascules nous abordons les fonctions logiques dites séquentielles.

En manière de résumé de tout ce qui a été dit jusqu'ici, nous invitons le lecteur à l'examen de la figure XIX-9 qui, sous forme de tableau, indique les fonctions logiques, la représentation symbolique, la table de vérité et le graphique des états correspondant à chaque circuit.

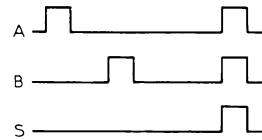
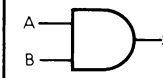
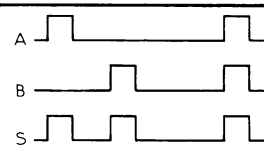
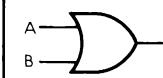
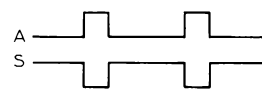
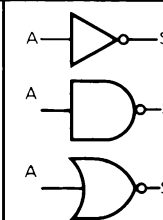
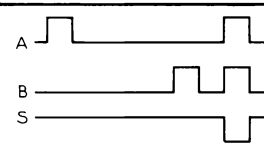
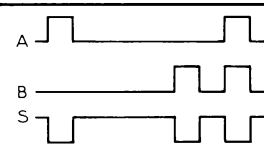
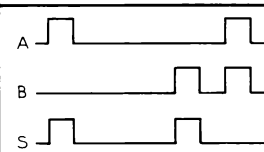
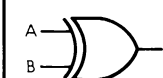
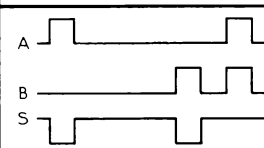
FONCTIONS	TABLES DE VERITÉ	GRAPHIQUES DES ÉTATS	REPRÉSENTATION
Porte ET (AND)	A B S 0 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 1		
Porte OU (OR)	A B S 0 0 0 1 0 1 0 1 1 1 1 1		
Porte inverseur NON	A S 0 1 1 0		
Porte NAND (ET - NON)	A B S 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0		
Porte NOR (NON - OU)	A B S 0 0 1 1 0 0 0 1 0 1 1 0		
Porte OU EXCLUSIF (circuit d'anti-coincidence)	A B S 0 0 0 1 0 1 0 1 1 1 1 0		
Porte NOR EXCLUSIF (circuit de coincidence)	A B S 0 0 1 1 0 0 0 1 0 1 1 1		

Fig. XIX-9

§ 3. – Générateur d'horloge

Pour effectuer une quelconque opération avec des informations logiques, il faut appliquer les signaux correspondants à la bonne adresse et au bon moment. Cela commence par un problème de câblage et, en informatique, cela se poursuit par un problème de programmation ! Il importe donc de positionner chaque opération dans le temps, ce qui nécessite une « horloge » (clock) générant un signal qui découpe le temps en intervalles réguliers au moyen d'impulsions. Lorsqu'une séquence est déclenchée, chaque opération de la séquence s'effectue à son tour après un nombre déterminé d'impulsions.

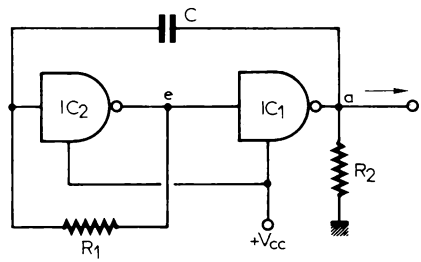


Fig. XIX-10

Le principe d'un générateur d'horloge est représenté par le schéma de la figure XIX-10. Supposons la présence d'un signal de valeur 1 sur l'entrée (point *e*) de l'inverseur IC_1, la sortie sera à 0 ; un courant va circuler dans la résistance R_1 et charger progressivement le condensateur C jusqu'à ce que le point *a* ait atteint le niveau 1. Il faut alors faire basculer le système et appliquer un 0 à l'entrée ; c'est le rôle de l'inverseur IC_2. Et le cycle se renouvelle. Le basculement est franc et les signaux générés sont pratiquement rectangulaires à intervalles réguliers 0 - 1 - 0 - 1 - 0 - 1, etc. Le temps est fonction des valeurs de C et de R_1, cette dernière pouvant être comprise entre 200 et 2 000 Ω ; on agira donc sur la valeur de C pour réaliser une horloge susceptible de fonctionner entre 1 Hz et 10 MHz. La résistance R_2 entre sortie et masse est destinée à permettre le démarrage du système en toute configuration.

Une telle horloge peut être conçue également avec des circuits NAND disposant chacun de deux entrées qui permettent d'en commander le départ et l'arrêt. Avec les deux entrées au niveau 1, l'horloge fonctionne ; mais pour des niveaux 0 et 1 appliqués inversement aux entrées, la sortie est maintenue soit au niveau 0, soit au niveau 1. Ajoutons enfin que la stabilisation de la fréquence d'horloge peut être obtenue en y adjoignant un quartz (cas des ordinateurs, par exemple).

L'horloge va nous permettre d'obliger nos circuits séquentiels à respecter sa cadence.

§ 4. – Les bascules

Bascule RS

Revenons à la bascule RS étudiée à l'occasion de la figure XIX-8. Cette bascule passe à 1 lorsque son entrée R reçoit une impulsion ; une autre impulsion la fait revenir à 0. Ces impulsions peuvent être appliquées au hasard et sans aucune relation avec un signal d'horloge ; un tel circuit est dit asynchrone. Au contraire, un circuit qui change d'état sur l'ordre d'un signal d'horloge est dit synchrone.

Une bascule RS synchrone peut être obtenue en remplaçant les circuits M et W de la figure XIX-8 par des NAND comportant chacun deux entrées, les secondes entrées (synchronisation) étant reliées en parallèle et soumises au signal d'horloge. Le fonctionnement de la bascule est alors le suivant : pour passer à l'état 1, il faut toujours l'ancienne condition (entrée R à 1), *mais aussi* la présence du signal d'horloge de synchronisation sur la seconde entrée. De même, le retour à 0 est obtenu en associant le signal S et le signal d'horloge.

Bascule D

Nous avons vu qu'une retenue à mémoriser n'est qu'une information pouvant prendre pour valeur 0 ou 1. Nous n'avons qu'un seul signal, et la bascule RS exige deux signaux : un signal de mise à 1 et, sur une autre ligne, un signal de mise à 0. Il est cependant possible de lui appliquer la retenue sur son entrée de mise à 1, et, au top d'horloge suivant, la bascule passera à 1. Néanmoins, lorsque la retenue est nulle, il faut que la bascule revienne à 0 au premier top d'horloge qui se présente ; donc, à partir d'une information 0, il faut appliquer une information 1 sur l'entrée S. C'est l'affaire d'un circuit inverseur, et l'on aboutit au schéma de la figure XIX-11.

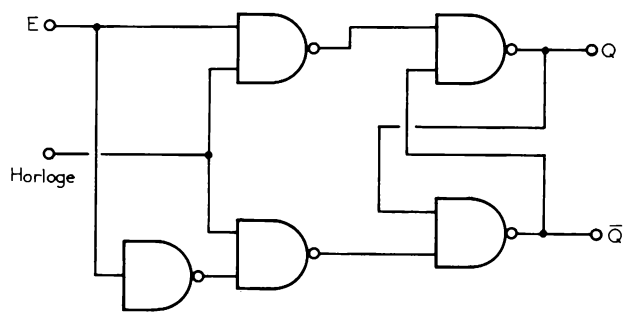


Fig. XIX-11

Ce montage ne possède alors plus qu'une entrée d'information et une entrée d'horloge. Son fonctionnement peut être résumé ainsi : lors de chaque top d'horloge, ce circuit, qui porte le nom de bascule D, enregistre l'informa-

tion présente à son entrée jusqu'au top d'horloge suivant où une nouvelle information peut alors être enregistrée.

Signalons au passage qu'une succession de bascules D montées les unes à la suite des autres prend le nom de *registre à décalage.*

Bascule maître-esclave

Le circuit vu précédemment doit être exploité correctement si l'on veut qu'il fonctionne convenablement, notamment dans le cas d'un registre à décalage. En fait, si le signal d'horloge dure plus longtemps que le signal à enregistrer ne met de temps pour se propager de l'entrée à la sortie, le signal ne saute pas seulement d'une mémoire à l'autre, mais se propage dans toute la « suite », dans tout le registre, tant que dure le signal d'horloge. Pour limiter le passage de l'information uniquement d'une mémoire à l'autre dans tous les cas, on est conduit à utiliser une bascule fonctionnant en deux temps.

a) Lorsque l'horloge est à 1, l'information, la donnée, présente à l'entrée passe dans une première bascule ; une seconde bascule faisant suite est alors isolée de la première.

b) Lorsque l'horloge revient à 0, l'entrée est alors isolée. La première bascule possède en mémoire la valeur qui vient d'être introduite, et la seconde bascule recopie le contenu de la première. Dès lors, le signal apparaît sur la sortie et ne peut être transféré dans la mémoire suivante puisque l'horloge est à l'état 0.

Ce type de bascule est dénommé maître-esclave, et son schéma est montré sur la figure XIX-12. La deuxième bascule devant copier la valeur de la première lorsque l'horloge est à 0 est tout simplement contrôlée par le signal d'horloge après passage dans un inverseur. Indiquons également que la bascule maître-esclave peut évidemment se concevoir dans les configurations RS ou D.

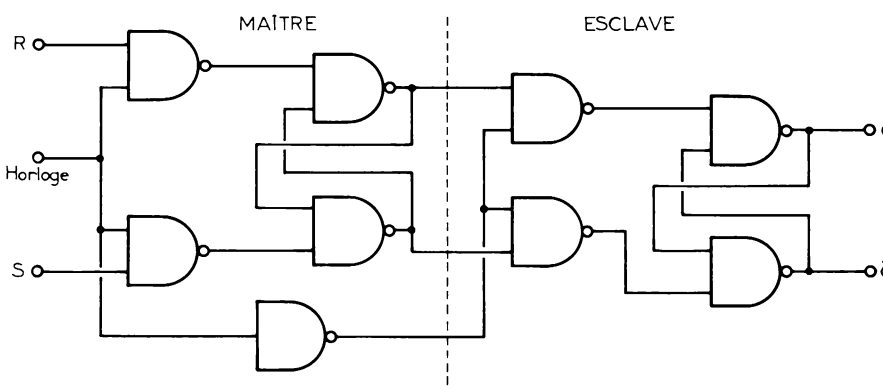


Fig. XIX-12

Bascule JK

L'entrée d'une telle bascule est composée de portes NAND à trois entrées : l'une recevant les signaux d'horloge, l'autre l'information en provenance de la sortie inverse, et la troisième sur laquelle nous pouvons intervenir. Un tel circuit est représenté sur la figure XIX-13 ; J est l'entrée de mise à 1 et K l'entrée de mise à 0. Son fonctionnement est le suivant :

a) Si la bascule est à l'état 0, elle passe à l'état 1 lorsque l'entrée J est à 1, à l'instant du signal d'horloge. Mais si J est à 0, la bascule ne change pas d'état.

b) Si la bascule est à l'état 1, il faut un niveau 1 sur l'entrée K pour la faire changer d'état à l'arrivée du premier top d'horloge. Mais si les deux entrées J et K sont maintenues à 1, la bascule change d'état à chaque top d'horloge.

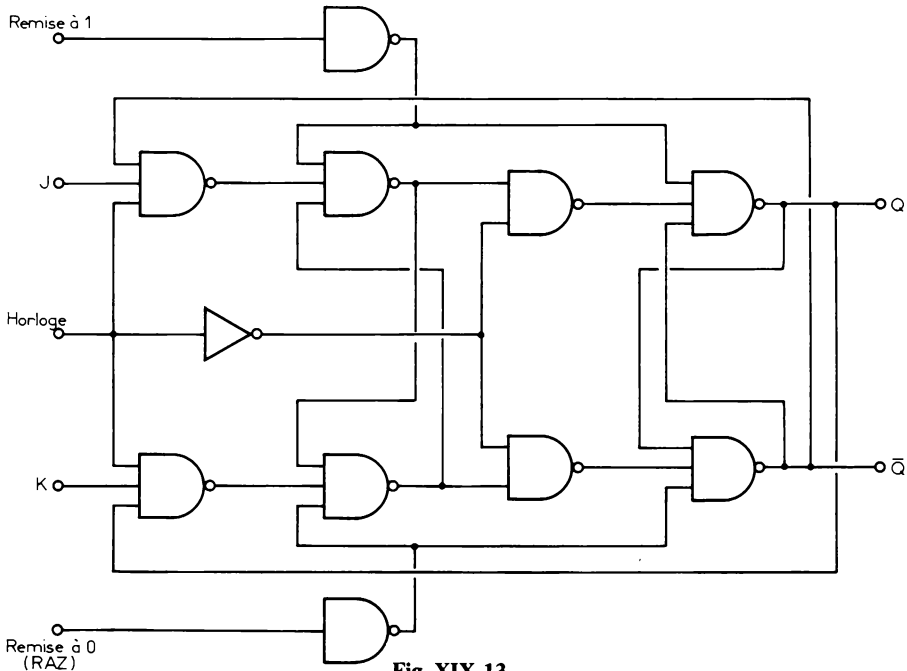


Fig. XIX-13

Par conséquent, la bascule JK peut s'utiliser comme une bascule RS ; on peut aussi réaliser une bascule D avec un inverseur entre les entrées J et K. Toutefois, la bascule JK présente l'avantage, vis-à-vis de la bascule RS, de pouvoir fonctionner avec un ordre sur chaque entrée, avec la faculté de pouvoir sélectionner d'elle-même, à partir de son contenu, celui qui sera exécuté.

Signalons enfin qu'il existe des bascules JK avec des NAND présentant un nombre plus important d'entrées J et K, ce qui permet des fonctionnements avec des combinaisons encore plus élaborées. Nous venons de voir ainsi la plupart des circuits ou assemblages de circuits que l'on est susceptible de rencontrer dans tout montage « logique ».

§ 5. – Les microprocesseurs et l'informatique

Tous les ordinateurs, quels qu'ils soient, se ressemblent, du moins dans leur principe, et exploitent les fonctions et possibilités des circuits logiques examinés précédemment. Ce qui les différencie, ce sont les capacités des mémoires, le nombre de leurs instructions disponibles et la vitesse d'exécution de ces dernières ; on pourrait ajouter aussi le nombre de bits ou « grandeur » de leurs mots (1).

Mais dans tout ordinateur il y a au moins un *microprocesseur,* défini comme étant un important circuit intégré numérique fort complexe capable,

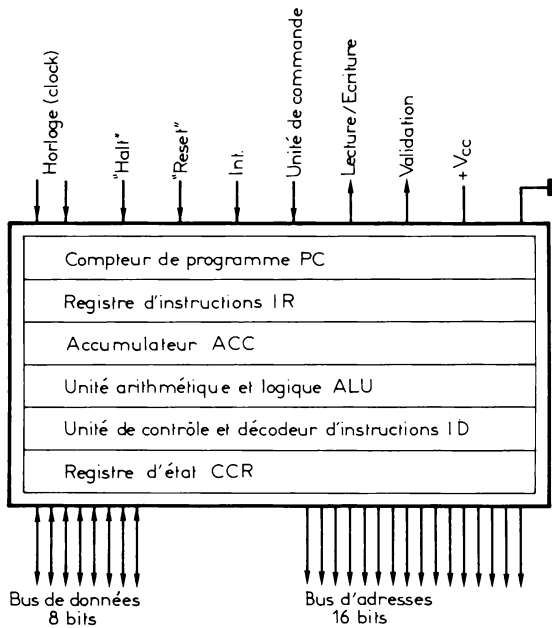


Fig. XIX-14

(1) L'information élémentaire du système binaire se nomme le bit ; un mot est composé d'un certain nombre de bits (plus il en comporte, plus il est précis). Un mot de 8 bits est appelé un byte ou, plus couramment, un octet.

après identification d'une séquence d'instructions, d'effectuer toutes les opérations de traitement des informations. Le microprocesseur est vraiment le « cœur » de l'ordinateur.

Un microprocesseur accepte des informations de données (data) codées pour traitement ou stockage et effectue l'ensemble des opérations logiques, arithmétiques et de mouvement sur toutes les informations d'entrée ou stockées ; il restitue en sortie les informations codées résultant du traitement effectué ; enfin, il accepte ou fournit toutes informations relatives à son fonctionnement ou à son état.

En conséquence, un microprocesseur ne travaille pas seul ; il fonctionne en liaison avec des mémoires mortes (ou **ROM**) dans lesquelles sont stockées des informations indestructibles qui ne peuvent qu'être lues, et des mémoires vives (ou **RAM**) dans lesquelles des informations temporaires seront écrites, exploitées, puis effacées.

L'organisation du travail d'un ordinateur dépend du *logiciel,* organisation qui est fonction du jeu d'instructions de l'appareil, et l'ensemble des instructions nécessaires à résoudre tel ou tel travail s'appelle couramment un *programme* qui est conservé sur bande ou sur disque magnétique *(mémoire de masse).*

La figure XIX-14 montre l'organisation interne d'un microprocesseur 8 bits avec ses liaisons externes principales. Il comporte :

– un compteur de programme PC, registre dont l'information est celle d'un mot de 8 bits dans le cas présent ; il déclenche, séquence par séquence, le déroulement dans son ordre chronologique des instructions d'un programme à exécuter en indiquant successivement leurs adresses dans la mémoire de l'ordinateur ;

– un registre d'instructions IR chargé par les instructions lues en mémoire (nature de l'opération et endroit où elle est stockée) ;

– un accumulateur ACC, complément du registre précédent puisqu'il charge et accumule les données sur lesquelles va agir l'instruction stockée ;

– une unité ALU chargée de résoudre les opérations arithmétiques et logiques dont la sortie peut être reliée *via* le data-bus sur une mémoire extérieure ou sur un circuit interface I/O situé entre l'ordinateur et un appareil périphérique (moniteur vidéo, imprimante, etc.) ;

– une unité de contrôle et décodeur d'instructions ID qui reçoit certains signaux et qui commande certaines opérations effectuées alors par le microprocesseur (commande d'horloge, arrêt, halt, reset, etc.) ;

– un registre d'état CCR qui permet de repérer l'état, c'est-à-dire la contenance (niveau logique) à un moment précis de telle partie bien définie du microprocesseur.

Les bus de données sont des liaisons bilatérales ; au contraire, les bus d'adresses (mémoires) sont des liaisons unilatérales ; sur notre figure, nous avons représenté 16 bits d'adresses, ce qui permet une capacité d'adressage de mémoire de 64 K-octets (2^{16} mots de 8 bits).

En manière de résumé et de conclusion, la figure XIX-15 représente la composition synoptique simplifiée d'un ordinateur.

N'oublions cependant pas pour autant que certains types de microprocesseurs sont également employés dans de multiples domaines, depuis les robots jusqu'aux jeux vidéo (!), en passant par les machines à laver, les photocopieurs, les machines à écrire, les machines à coudre, etc., etc.

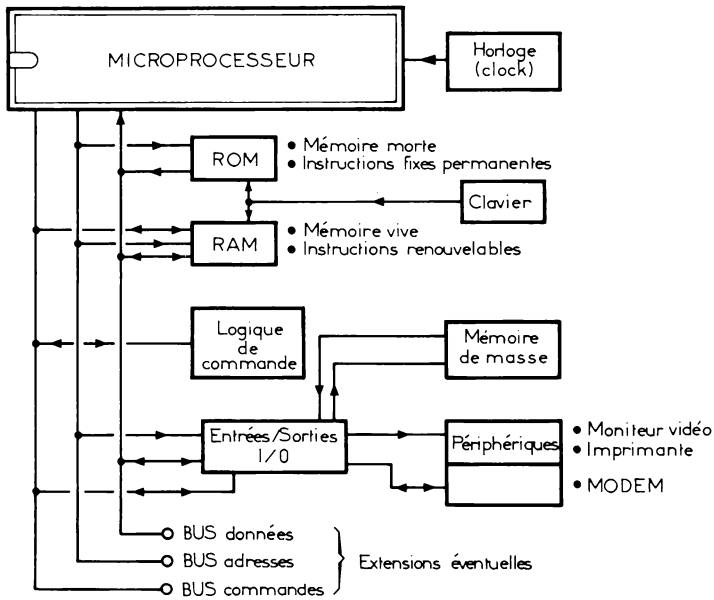


Fig. XIX-15

Annexe :
Identification et repérage des électrodes d'un transistor inconnu

Un transistor classique possède trois électrodes (collecteur, base, émetteur). On rencontre parfois une quatrième électrode reliée au boîtier ; mais celle-ci est facile à identifier à l'aide d'un simple ohmmètre. Sur la figure A-1, nous avons représenté, d'une part le transistor inconnu avec ses trois électrodes X, Y, Z, et d'autre part, le montage nécessaire au repérage comportant une source de courant continu de 12 V, une résistance de 4,7 kΩ et un voltmètre précis.

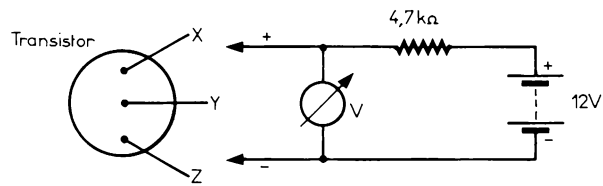


Fig. A-1

Entre les électrodes du transistor et les fils (+) et (–) du montage, il existe six modes possibles de connexion :

(Y+ ; Z–) (X+ ; Y–) (X– ; Y+) (X+ ; Z–) (X– ; Z+) (Y– ; Z+)

Essayons successivement ces six modes de branchement. Dans le cas d'un transistor bipolaire (en bon état), on constate que la tension lue sur V ne devient que deux fois inférieure à 1 V. Pour passer de l'un à l'autre de ces modes singuliers, il suffit de déplacer seulement un fil du circuit de mesure ; l'autre fil peut toujours rester sur la même électrode, et celle-ci est la *base.*

D'autre part, si c'est le *positif* que l'on doit déplacer pour obtenir successivement les deux état $V < 1$ volt, il s'agit d'un PNP. En revanche, si c'est le *négatif,* il s'agit d'un NPN.

Lorsque la tension indiquée est comprise entre 0,1 et 0,4 V, il s'agit d'un transistor au *germanium ;* si cette tension est supérieure à 0,5 V, il s'agit d'un transistor au *silicium.*

En intervertissant la polarité (par rapport à l'expérience donnant $V < 1$ volt), on constate souvent que, entre la base et l'une des deux autres électrodes, la tension s'établit entre 3 et 9 V. En pareil cas, il s'agit d'un transistor drift, mesa ou planar.

Les deux électrodes intervenant dans l'expérience sont la base (nous le savons) et l'*émetteur*. La troisième électrode est donc nécessairement le *collecteur*.

Si lors de l'expérience précédente, la tension V reste voisine de 12 volts dans les deux cas de tension inverse entre la base et l'une des deux autres électrodes, il s'agit *a priori* d'un transistor à alliage ou à base homogène. Pour identifier collecteur et émetteur, on doit alors effectuer une mesure de gain en courant (dans les deux modes de branchement qui restent possibles) et retenir la configuration donnant le gain maximal.

Enfin, s'il n'est pas exclu qu'il puisse s'agir d'un transistor à effet de champ (voir § 3, chapitre XII), connecter le circuit de mesure sur les deux électrodes non identifiées (autres que la « base » présumée). La tension V s'établira entre 2 et 10 volts, et elle variera quand on approchera la main (ou un morceau de plexiglas préalablement frotté sur un vêtement) du transistor. Le transistor à effet de champ sera de « canal N » si l'expérience précédente pouvait permettre de conclure sur « PNP », et inversement.

Conclusion

Dans le domaine des semi-conducteurs et des circuits intégrés, il faut bien dire que les « nouveautés » vieillissent très rapidement !

Si, parfois, nous avons cité des types précis, c'est uniquement pour mieux fixer les idées de nos lecteurs. Mais rien n'empêchera, le cas échéant, de remplacer mentalement les types indiqués par leurs correspondants plus récents..., les exposés, les principes, la théorie, le fonctionnement, etc., eux, ne changeant pas !

Notre satisfaction serait grande si ce petit ouvrage parvenait à mieux faire comprendre aux masses, aux jeunes surtout, les « mystères » de la radioélectricité. Nous souhaitons y être parvenu en nous attachant à rester volontairement simple.

Roger A. Raffin.

Bibliographie générale

Outre divers documents cités au cours de l'ouvrage :

- Notes d'Applications Techniques et Documents R.T.C. et Siemens.
- LE HAUT-PARLEUR.
- ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE.
- ELECTRONIQUE APPLICATIONS.
- RADIO-PLANS.
- Cours télévisés du C.N.A.M.

R. Brault
et R. Piat

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

2 à 12,
rue de Bellevue,
75940 Paris
Cedex 19

Cet ouvrage met à la portée de tous les grands principes qui régissent le fonctionnement des antennes et permet de les réaliser et de les mettre au point.

- Propagation des ondes
- Lignes de transmission
- Brin rayonnant
- Réaction mutuelle entre antennes
- Antennes directives
- Pour stations mobiles
- Cadres et antennes ferrite
- Réglage

416 pages. Format 15 x 21

UTILISATION PRATIQUE DE L'OSCILLOSCOPE

R. Rateau

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

2 à 12,
rue de Bellevue,
75940 Paris
Cedex 19

Vous y trouverez :

- Les bons réglages
- Mesures de tensions, de temps, des fréquences, des déphasages
- Etude des amplis
- Modulation d'amplitude
- Redressement et détection
- Relevé des caractéristiques
- Examen des réponses en fréquence
- L'oscilloscope et l'automobile
- Photographie des oscillogrammes

René Rateau est aussi l'auteur, dans la même collection, de *Structure et fonctionnement de l'oscilloscope.*

128 pages. Technique Poche n° 25

Pour tous les auditeurs, des branchés des radios libres aux passionnés d'écoute des stations ondes courtes, cet ouvrage est indispensable.

Très utile également aux téléspectateurs, les habitués des chaînes nationales comme les curieux qui cherchent à capter les télévisions étrangères.

De nombreux tableaux indiquent très clairement les fréquences et présentent une large sélection des émetteurs tant publics que privés.

B. Fighiera
et P. Gueulle

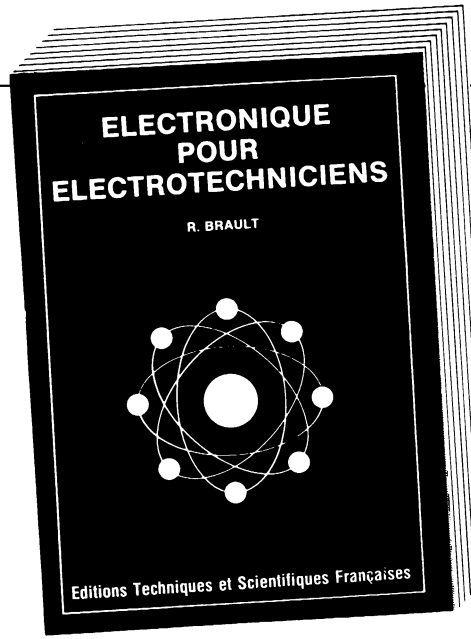
EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

2 à 12,
rue de Bellevue,
75940 Paris
Cedex 19

Vous y trouverez :

- Répartition des fréquences
- Moyens de réception radio-TV
- Radio et télévision françaises
- Les radios libres
- Les satellites
- A l'écoute du monde
- Les fréquences radio-maritimes

Format 12 x 21
112 pages



R. Brault

EDITIONS
TECHNIQUES
ET SCIENTIFIQUES
FRANÇAISES

2 à 12,
rue de Bellevue,
75940 Paris
Cedex 19

ELECTRONIQUE POUR ELECTROTECHNICIENS

Un ouvrage de référence. Il correspond aux programmes d'électronique des classes d'électrotechniciens, série F3.

- Tubes électroniques
- Semi-conducteurs et transistors
- Redressement du courant alternatif
- Régulation de tension
- Production de courants non sinusoïdaux
- Capteurs, etc.

416 pages. Format 15 x 21

Achevé d'imprimer
sur les presses
de l'Imprimerie Marcel Bon
70001 VESOUL
Dépôt légal : novembre 1985
N° d'éditeur : 476 - N° d'imprimeur : 2950

ETSF

ISBN 2-85535-143-X

TARIF CODE Z